

**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**



**ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR**

**DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA  
ELECTRÓNICA  
GSEP**

**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**INGENIERÍA INDUSTRIAL:  
AUTOMÁTICA Y ELECTRÓNICA INDUSTRIAL**

**DISEÑO Y SIMULACIÓN DE INVERSOR MONOFÁSICO EN  
PUENTE COMPLETO MODULADO MEDIANTE PWM PARA  
UN SISTEMA FOTOVOLTAICO**

**DIRECTOR: D. Pedro José Débora Gómez  
AUTOR: D. Marco A. Luna Merino  
LEGANÉS, Febrero 2010**



0. Objetivos del proyecto.....	1
1. Energía solar fotovoltaica.....	3
1.1. Principios de funcionamiento.....	5
1.2. Aplicaciones de las instalaciones de paneles fotovoltaicos.....	6
1.2.1.Grupo 1: Instalaciones aisladas de la red eléctrica.....	8
1.2.2. Grupo 2: Instalaciones conectadas a la red eléctrica.....	10
1.3. Ventajas e inconvenientes del uso de la energía solar fotovoltaica.....	10
1.3.1. Ventajas.....	10
1.3.2. Inconvenientes.....	10
1.3.3. Barreras para su desarrollo.....	10
1.4. Producción mundial de energía solar fotovoltaica.....	12
1.5. Situación actual en España.....	14
1.6. ¿Cuánto cuesta la energía solar?.....	17
1.7. Principio físico del funcionamiento de células fotovoltaicas.....	19
1.7.1. La unión p-n.....	19
1.7.2. Efecto fotoeléctrico.....	21
1.7.2.1.Antecedente.....	23
1.7.2.2.Explicación científica.....	25
1.7.2.3.Las leyes de la emisión fotoeléctrica.....	26
1.7.2.4.Formulación matemática.....	26
1.7.2.5.Efecto fotoeléctrico en la actualidad.....	28
1.8. Los problemas del Silicio.....	20
2. Desarrollo del inversor.....	29
2.1. Software empleado para el diseño .....	32
2.2. Code Composer Studio .....	33



2.3. VisSim.....	34
2.4. Características de VisSim.....	35
2.4.1. VisSim/Fixed Point.....	35
2.4.2. Bloques de periféricos.....	35
2.4.3. Bloques TI C2000 Digital Motor Control (DMC).....	35
2.4.4. Generación automática de código C.....	36
2.4.5. Retención de la GUI VisSim.....	36
2.4.6. Plug-in VisSim-Code Composer Studio (CCS).....	36
2.4.7. Soporte de TI C2000 CAN Bus.....	36
2.4.8. Soporte de displays LCD.....	36
2.4.9. Soporte de Flash Burn .....	36
2.5. Librerías y herramientas complementarias de VisSim.....	37
2.5.1. VisSim/Comm (Communication Systems Design Software).....	38
2.5.2. VisSim/DPCS (Dynamic Production Control Simulator).....	38
2.6. Bloques de VisSim empleados durante el diseño.....	39
2.6.1. Bloques aritméticos.....	39
2.6.2. Bloques Booleanos de comparación.....	40
2.6.3. Bloques de operación Booleanos.....	40
2.6.4. Bloques transcendentales.....	41
2.6.5. Bloques de constantes.....	41
2.6.6. Bloque interruptor.....	42
2.6.7. Bloque display.....	42
2.6.8. Agrupación de elementos de bloques compuestos.....	43
2.6.9. Bloques de señales prediseñados.....	44
2.6.10. Bloque Slider.....	45
2.6.11. Bloque de señal rampa.....	45
2.7. Hardware empleado para el diseño.....	47
2.7.1. Microprocesadores ( P ) y microcontroladores ( C ).....	50
2.7.2. DSP's.....	50



2.7.3. Componentes principales en la arquitectura de los DSP's.....	52
2.7.4. Arquitectura Harvard.....	54
2.7.5. Ventajas y desventajas de los DSP's.....	56
2.8. Especificaciones del diseño.....	58
2.9. Características de la familia C2000 de Texas instruments.....	60
2.9.1. Familia TMS320C2000.....	60
2.10. Punto fijo Vs. punto flotante.....	64
2.10.1. Coma flotante de precisión simple. 32 bits.....	65
2.10.2. Coma flotante de precisión doble. 64 bits.....	66
2.10.3. Problemas con el diseño del inversor.....	67
2.10.4. Ventajas y desventajas del uso de procesadores de punto fijo o coma flotante.....	68
2.10.4.1. Precisión.....	70
2.10.4.2. Margen dinámico.....	70
2.10.4.3. Relación señal-ruido.....	70
2.10.4.4. Consumo, precio, y velocidad de procesado.....	71
2.11. Elementos de una instalación fotovoltaica.....	71
2.11.1. Radiación solar.....	71
2.11.2. Placas fotovoltaicas.....	72
2.11.3. Conexiones en paralelo y serie.....	73
2.11.4. Inversor.....	74
2.11.5. Cuadro de protecciones.....	75
2.11.6. Interruptor general.....	75
2.11.7. Contadores.....	76
2.11.8. Embarrado, fusibles y Cableado.....	76
2.11.9. Sistema de almacenamiento.....	77
2.12. Consideraciones generales para la conexión del sistema a una red eléctrica.....	79
2.12.1. Tensión de rizado en la salida del inversor.....	79
2.12.2. Aislamiento galvánico en instalaciones solares.....	82



3. Diseño del inversor PWMS.....	84
3.1. Elección del inversor.....	85
3.2. Aplicaciones del inversor.....	88
3.3. Topologías de inversores í í í í í í í í í í í í í í í í í í í ..	89
3.3.1. Inversores de onda cuadradaí í í í í í .....í í í ..	92
3.3.2. Inversor controlado por PWM unipolarí í í .....í ..	94
3.3.3. Inversor controlado por PWM bipolarí í ..í ..	97
3.3.4. IGBT´s.....	99
3.4. Montaje del inversor en puente completo y modulación PWM.....	104
3.4.1. Introducción.....	104
3.4.2. Configuración.....	107
3.5. Algoritmo desarrollado para el seguimiento del punto de máxima potencia.....	113
3.5.1. Necesidad de trabajar en el punto de máxima potencia.....	113
3.5.2. òP&Oö ORIENTADO.....	119
3.5.3. Método de la conductancia incremental.....	124
3.5.4. Algoritmo diseñado para el seguimiento del punto de máxima potencia.....	128
3.6. Algoritmo para el desarrollo de las señales de control mediante el control PWM (por ancho de pulso sinusoidal).....	135
3.6.1. Señal sinusoidal.....	136
3.6.2. Señal triangular.....	139
3.7. Demodulación y filtrado.....	138
3.8. Analizador de redes.....	144
4. Simulaciones.....	149
5. Conclusión.....	161
6. Trabajos futuros.....	164
7. Bibliografía y consultas electrónicas.....	166
8. Anexos.....	170



## 2. Índice de Figuras

Fig.1. 1: Mapa de la distribución de las densidades energéticas de radiación solar.....	12
Fig.1. 2: Fuente: INM. Radiación Media Diaria. Generado a partir de isolíneas de radiación solar global anual sobre superficie horizontalí í í í .....	13
Fig.1. 3: Fabricación mundial de células FV, en el 2007í í í í í í .....	14
Fig.1. 4: Potencia fotovoltaica instalada en España, tanto aislada como conectada a la red.....	16
Fig.1. 5: Costos y beneficios que producirían tres instalaciones fotovoltaicaí .....	18
Fig.1. 6: Esquema del funcionamiento de la unión PNí í í í í í í í .....	19
Fig.1. 7: Diagrama del efecto fotoeléctricoí í í í í í í í í í í í í í í í í ..	22
Fig. 2. 1: Bloques aritméticosí .....	39
Fig. 2. 2: Bloques de Comparacióní í í í í í í í í í í í í í í í .....	40
Fig. 2. 3: Bloques de operaciones Booleanosí í í í í í í í í í í í í í í í ..	40
Fig. 2. 4: Bloques transcendentalesí í í í í í í í í í .....	41
Fig. 2. 5: Bloque de constantesí í í í í í í í í í í í í í í í .....	41
Fig. 2. 6: Bloque interruptorí í í í í í í í í í í í í í í í í .....	42
Fig. 2. 7: Agrupación de elementosí ..	42
Fig. 2. 8: Bloques prediseñadosí í í í í í í í í í í í í í í í .....	43
Fig. 2. 9: Bloque sliderí .....	44
Fig. 2. 10: Ejemplo de implementación de función matemática con VisSimí .....	46
Fig. 2. 11: Esquema general de un microprocesadorí í í í í í í í .....	48
Fig. 2. 12: Esquema general de un microcontroladorí í í í í í í í í í .....	49



## Diseño y Simulación de Inversor Monofásico Para un Sistema Fotovoltaico en Puente Completo Modulado mediante PWM

Fig. 2. 13: Esquema básico de un DSP	50
Fig. 2. 14: Arquitectura Harvard	54
Fig. 2. 15: Esquema general del diseño del inversor	59
Fig. 2.16: Esquema TMS320F28335	62
Fig. 2. 17. Estructura binaria de coma flotante de 32 bits	65
Fig. 2. 18: Estructura binaria de coma flotante de 64 bits	66
Fig. 2. 19: Tabla de precisiones coma flotante y punto fijo	69
Fig. 2. 20: Radiación solar incidente sobre una placa solar fotovoltaica	71
Fig. 2. 21: Esquema general del diseño del inversor	81
Fig. 3. 1: Tipos de convertidores	85
Fig. 3. 2: Esquema simplificado de un inversor	86
Fig. 3.3: Topología de inversor en puente completo	92
Fig. 3.4: Eliminación del tercer armónico	93
Fig. 3.5: Algoritmo de señales de control en VisSim	94
Fig. 3.6: Modulación PWM unipolar	95
Fig. 3.7: Contenido Logarítmico de Armónicos en modulación PWM unipolar	96
Fig. 3.8: Contenido de Armónicos en modulación PWM unipolar	96
Fig. 3.9 Contenido de Armónicos en modulación PWM bipolar	97
Fig. 3.10: Contenido logarítmico de Armónicos en modulación PWM bipolar	98
Fig. 3.11: Filtrado logarítmico de Armónicos en modulación PWM unipolar	99
Fig. 3.12: Filtrado de Armónicos en modulación PWM unipolar	100
Fig. 3.13: Esquema de filtro de Armónicos en modulación PWM unipolar	101
Fig. 3.14: Filtrado logarítmico de Armónicos en modulación PWM unipolar	102
Fig. 3.15: Filtrado logarítmico de Armónicos en modulación PWM bipolar	103
Fig. 3.15: esquema de filtro de Armónicos en modulación PWM unipolar	103
Fig. 3. 16: Triangulo de potencias	108
Fig. 3. 17: Pirámide de potencias: $S = P + Q + D$	109
Fig. 3. 18: Representación de las señales moduladora y portadora	110
Fig. 3. 19: Esquema básico del inversor	111



## **Diseño y Simulación de Inversor Monofásico Para un Sistema Fotovoltaico en Puente Completo Modulador mediante PWM**

---

Fig. 3.20: Control de disparo de los transistores.....	111
Fig. 3. 21: Características P-V de un panel fotovoltaico.....	114
Fig. 3. 22: Características I-V de un panel fotovoltaico.....	116
Fig. 3. 23: Curva P-V de un panel fotovoltaico.....	119
Fig. 3.24 Esquema de bloques del sistema.....	120
Fig. 3.25: Tabla de la ley de control de P&I orientado.....	125
Fig. 3.26: Diagrama de flujo del método $\tilde{P}\&\tilde{O}$ orientado.....	123
Fig. 3.27: Diagrama de flujo del método de la conductancia incremental.....	127
Figura 3.16. Características P-V de un panel fotovoltaico.....	128
Fig. 3.28: Demostración gráfica del método de búsqueda del MPP.....	130
Fig. 3.29: Demostración gráfica del método de búsqueda del MPP.....	131
Fig.3.30: Tabla de correspondencia de variables reales de un panel fotovoltaico y la simulación mediante VisSim.....	132
Fig. 3.30: diagrama de bloques que representa la parábola retrasada una unidad de tensión respecto a la parábola original.....	133
Fig. 3.31. Diagrama de bloques que representan las dos parábolas a comparar.....	134
Fig. 3.32: Puente inversor.....	135
Fig.3. 33: Generador de señales sinusoidales.....	138
Fig.3. 34: Diagrama de bloques de la señal triangular.....	140
Fig.3. 35: Cuatro señales de control PWM para cada uno de los transistores del puente completo.....	142
Fig. 3.36: Señal sin filtrar y filtrada.....	143
Fig. 3.37: Esquema del PLL.....	145
Fig 3.38: Lector de frecuencia instantánea de la red eléctrica.....	147





## **Diseño y Simulación de Inversor Monofásico Para un Sistema Fotovoltaico en Puente Completo Modulador mediante PWM**

---



## **0. Objetivos del proyecto**

En este capítulo se exponen los diferentes objetivos perseguidos durante la realización de este Proyecto, y la manera en que se ha afrontado el alcance de dichos objetivos, tanto en la parte que al diseño se refiere como en la implementación del mismo, y de los medios empleados.



El objetivo principal de este proyecto es el desarrollo de un inversor de corriente y tensión para un sistema de placas fotovoltaicas, con sus correspondientes sub-sistemas. Un inversor es un dispositivo de potencia que convierte la corriente continua en corriente alterna, esta conversión es necesaria para poder inyectar la corriente producida por un sistema de placas solares, en la red eléctrica. Dichas células fotovoltaicas producen una señal eléctrica formada por una única componente continua, pero sin embargo las redes de transporte de energía eléctrica funcionan mediante corriente alterna.

Esto es debido en gran medida a que las ondas eléctricas sinusoidales, son muy fácilmente convertibles mediante elementos transformadores, relativamente simples y sencillos de fabricar, por medio de núcleos ferromagnéticos y arrollamiento de bobinados. También es más eficiente el transporte de energía por medio de ondas, como se puede observar en la naturaleza, donde la eficiencia energética es fundamental. Esto representa una gran ventaja respecto a las señales continuas en el tiempo.

El proyecto a desarrollar está compuesto por diferentes sistemas. Los algoritmos a desarrollar son los siguientes:

- Sistema generador de señal PWM para el control del puente inversor.
- Algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia (MPP).
- Lector instantáneo de la frecuencia de red, para retrocontrolar la frecuencia de la onda inyectada a la misma.
- Filtro LC.

Para el desarrollo del sistema inversor se usará un inversor de puente completo con transistores bipolares de puerta aislada (IGBT's), el control del puente será mediante modulación PWM.



Es importante que la corriente sea inyectada a una frecuencia igual a la de la red. La frecuencia de red en Europa son 50 Hercios, pero esta frecuencia debido a las perturbaciones eléctricas, sufre una constante variación. Por esta razón se debe hacer una lectura, en tiempo real, de la frecuencia del sistema eléctrico al que se encuentre conectado el sistema fotovoltaico para así poder regular el inversor a dicha frecuencia.

Para maximizar el rendimiento de un panel fotovoltaico es importante que este funcione alrededor del punto de máxima potencia. Este punto de funcionamiento de la placa se consigue para una tensión y voltaje específicos, que vendrán establecidos en función de las curvas V-I Y P-V de la placa. Este seguimiento del punto de máxima potencia se va a realizar mediante un algoritmo basado en el método de “Perturbación y Observación orientado”. Este método se basa en la observación de la potencia generada por el panel, para conseguir que esta potencia cedida sea máxima, a continuación se varía la tensión de referencia en un sentido u otro (aumentar la tensión de referencia o disminuirla), si se observa un crecimiento en la potencia generada se mantiene el sentido del incremento y si no se invierte.

El diseño de todos los sistemas se realizará mediante el programa VisSim, y como hardware inicialmente se empleo el DSP TMS320LF2407, controlador de punto fijo de 16 bits. Pero el diseño original incluía multitud de variables que precisaban de un controlador de coma flotante, por lo que finalmente se ha remplazado la tarjeta original por esta DSP: TMDXEZ28335, que es un controlador en coma flotante, también de Texas Instruments pertenecientes ambos a la familia C2000.



# **1. Energía solar fotovoltaica**

En este capítulo se expone una visión general a la situación actual de los sistemas de producción y suministro de energía solar en España y en el resto del mundo, y de cómo se ha logrado evolucionar a lo largo de la historia en lo que ha consumo de energía solar se refiere.



## 1.1. Principio de funcionamiento

Se denomina **energía fotovoltaica** a la forma de obtención de energía eléctrica a través de paneles fotovoltaicos. Dichos paneles convierten la radiación electromagnética en energía eléctrica. Los paneles fotovoltaicos están formados por dispositivos semiconductores de silicio con uniones tipo P-N, similares a diodos, que al recibir radiación solar, se excitan y provocan saltos electrónicos, generando una pequeña diferencia de potencial en sus extremos. Mediante el acoplamiento en serie de varios de estos fotodiodos permite la obtención de voltajes mayores en configuraciones muy sencillas y aptas para alimentar cargas.

El SOL irradia en un segundo más energía que la consumida por la humanidad en toda su historia. Bajo la perspectiva humana, la fuente energética solar puede considerarse como INAGOTABLE. ¿De dónde procede esa energía?: Procede de la fusión de átomos de Deuterio (Hidrógeno) para producir átomos de Helio. Se calcula que en cada segundo, cerca de  $6 \cdot 10^{11}$  Kg. de H son convertidos en He, con una pérdida de masa neta de  $4 \cdot 10^3$  Kg. que se convierte siguiendo la ecuación de Einstein ( $E=mc^2$ ) en  $4 \cdot 10^{20}$  J.

La conversión fotovoltaica se basa en el efecto fotoeléctrico, El **efecto fotoeléctrico** consiste en la emisión de electrones por un material cuando incide sobre él una radiación electromagnética como puede ser la luz visible o la ultravioleta. Para llevar a cabo esta conversión se utilizan unos dispositivos denominados células solares, constituidos por materiales semiconductores en los que artificialmente se ha creado un campo eléctrico constante. El material más utilizado es el Silicio. Estas células conectadas en serie o paralelo forman un panel solar encargado de suministrar la tensión y la corriente que se ajuste a la demandada por el dispositivo instalado.



## **Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---

A mayor escala, la corriente eléctrica continua que proporcionan los paneles fotovoltaicos se puede transformar en corriente alterna e inyectar en la red eléctrica, operación que es muy rentable económicamente.



## **1.2. Aplicaciones de las instalaciones de paneles fotovoltaicos.**

El proceso de obtención de energía en las centrales solares, simplificado, sería el siguiente:

- Se genera la energía a bajas tensiones (380-800 V) y en corriente continua.
- Se transforma con un inversor en corriente alterna. Mediante un centro de transformación se eleva a Media tensión (15 ó 25 kV.).
- Se inyecta en las redes de transporte de la compañía.

En entornos aislados, donde se requiere poca potencia eléctrica y el acceso a la red es difícil, como estaciones meteorológicas o repetidores de comunicaciones, se emplean las placas fotovoltaicas como alternativa económicamente viable. Para comprender la importancia de esta posibilidad, conviene tener en cuenta que aproximadamente una cuarta parte de la población mundial no tiene acceso a la energía eléctrica.

En una primera gran división las instalaciones fotovoltaicas se pueden clasificar en dos grandes grupos:





### **1.2.1. Grupo 1: Instalaciones aisladas de la red eléctrica.**

La energía generada a partir de la conversión fotovoltaica se utiliza para cubrir pequeños consumos eléctricos en el mismo lugar donde se produce la demanda. Es el caso de aplicaciones como la electrificación de:

- Viviendas alejadas de la red eléctrica convencional, básicamente electrificación rural;
- Servicios y alumbrado público: iluminación pública mediante farolas autónomas de parques, calles, monumentos, paradas de autobuses, refugios de montaña, alumbrado de vallas publicitarias, etc. Con la alimentación fotovoltaica de luminarias se evita la realización de zanjas, canalizaciones, necesidad de adquirir derechos de paso, conexión a red eléctrica, etc.
- Aplicaciones agrícolas y de ganado: bombeo de agua, sistemas de riego, iluminación de invernaderos y granjas, suministro a sistemas de ordeño, refrigeración, depuración de aguas, etc.
- Señalización y comunicaciones: navegación aérea (señales de altura, señalización de pistas) y marítima (faros, boyas), señalización de carreteras, vías de ferrocarril, repetidores de radio y televisión y telefonía, cabinas telefónicas aisladas con recepción a través de satélite o de repetidores, sistemas remotos de control y medida, estaciones de tomas de datos, equipos sismológicos, estaciones meteorológicas, dispositivos de señalización y alarma, etc.



El balizamiento es una de las aplicaciones más extendida, lo que demuestra la alta fiabilidad de estos equipos. Por su parte, en las instalaciones repetidoras, su ubicación generalmente en zonas de difícil acceso obligaban a frecuentes visitas para hacer el cambio de acumuladores y la vida media de éstos se veía limitada al trabajar con ciclos de de descarga muy acentuados.

### **1.2.2. Grupo 2: Instalaciones conectadas a la red eléctrica.**

Las instalaciones conectadas a la red se pueden encontrar dos casos:

- Centrales fotovoltaicas: En las que la energía eléctrica generada se entrega directamente a la red eléctrica, como en otra central convencional de generación eléctrica.
  
- Sistemas fotovoltaicos en edificios o industrias, conectados a la red eléctrica, en los que una parte de la energía generada se invierte en el mismo autoconsumo del edificio, mientras que la energía excedente se entrega a la red eléctrica. También es posible entregar toda la energía a la red; el usuario recibirá entonces la energía eléctrica de la red, de la misma manera que cualquier otro abonado al suministro.



## **1.3. Ventajas e inconvenientes del uso de la energía solar fotovoltaica.**

### **1.3.1. Ventajas**

- Al no producirse ningún tipo de combustión, no se generan contaminantes atmosféricos en el punto de utilización, ni se producen efectos como la lluvia ácida, efecto invernadero por CO<sub>2</sub>, etc.

- El Silicio, elemento base para la fabricación de las células fotovoltaicas, es muy abundante, no siendo necesario explotar yacimientos de forma intensiva.

- Al ser una energía fundamentalmente de ámbito local, evita pistas, cables, postes, no se requieren grandes tendidos eléctricos, y su impacto visual es reducido. Tampoco tiene unos requerimientos de suelo necesario excesivamente grandes (1kWp puede ocupar entre 10 y 15 m<sup>2</sup>).

- Prácticamente se produce la energía con ausencia total de ruidos.

Además, no precisa ningún suministro exterior (combustible) ni presencia relevante de otros tipos de recursos (agua, viento).

### **1.3.2. Inconvenientes**

- Impacto en el proceso de fabricación de las placas: Extracción del Silicio, fabricación de las células

- Explotaciones conectadas a red: Necesidad de grandes extensiones de terreno  
Impacto visual



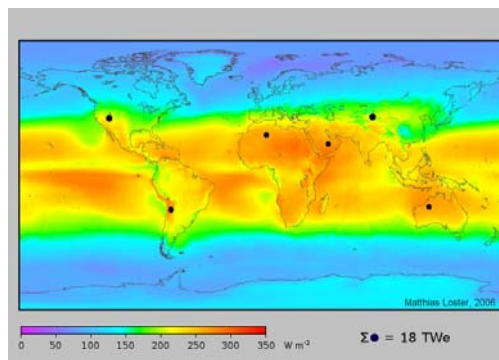
### **1.3.3. Barreras para su desarrollo**

- De carácter administrativo y legislativo: Falta de normativa sobre la conexión a la red
- De carácter inversor: Inversiones iniciales elevadas
- De carácter tecnológico: Necesidad de nuevos desarrollos tecnológicos
- De carácter social: Falta de información

## 1.4. Producción mundial de energía solar fotovoltaica

La energía solar fotovoltaica cuenta con alrededor de 593 megavatios instalados en España capaces de abastecer la demanda de electricidad de unos 210.000 hogares. Sólo en 2007 se incorporaron a la red eléctrica 428 megavatios, un 440% más que el año anterior, según datos provisionales de la Comisión Nacional de Energía (CNE) dados a conocer por la Asociación de la Industria Fotovoltaica (ASIF).

Pese a este notable crecimiento, ASIF dice que la energía solar fotovoltaica, que el año pasado generó un volumen de negocio de unos 7.750 millones de euros, sigue teniendo un peso mínimo en el "mix" de generación y aporta alrededor del 0,05% de las necesidades energéticas del país. En la figura 1 se puede observar el mapa de la distribución de las densidades energéticas de radiación solar, medidas en  $\text{W/m}^2$ , del mundo.



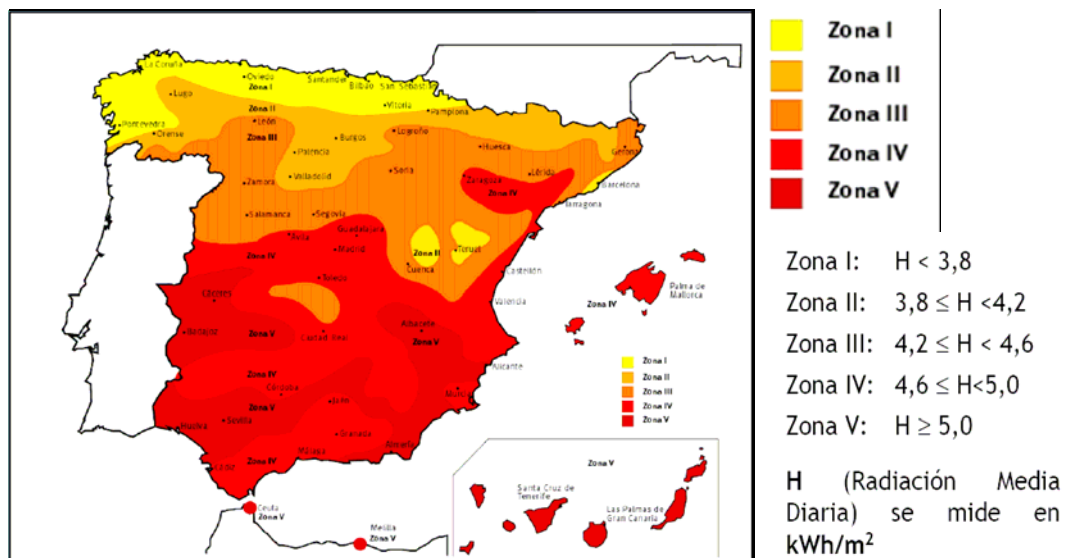
**Fig.1. 1: Mapa de la distribución de las densidades energéticas de radiación solar**

Por otro lado, según los datos de la CNE, más de 15.200 personas son titulares de una instalación fotovoltaica, lo que, según ASIF, pone de manifiesto el enorme interés que esta fuente de energía suscita en la sociedad.

Aunque el crecimiento se ha producido a un ritmo muy superior al deseado, el mercado y la industria nacional fotovoltaica están cobrando la dimensión suficiente

como para afrontar un rápido proceso de asentamiento y descenso de costes encaminado a convertir la tecnología fotovoltaica en una fuente masiva de producción de electricidad.

Según algunos estudios la energía solar fotovoltaica será competitiva en coste con el gas en 2012. La energía solar fotovoltaica seguirá creciendo a buen ritmo en España durante los próximos cuatro años. Se estima un crecimiento medio del sector del 59% hasta 2012. Será entonces cuando el coste de la energía solar fotovoltaica, con sus primas, será competitivo con el precio del gas natural.

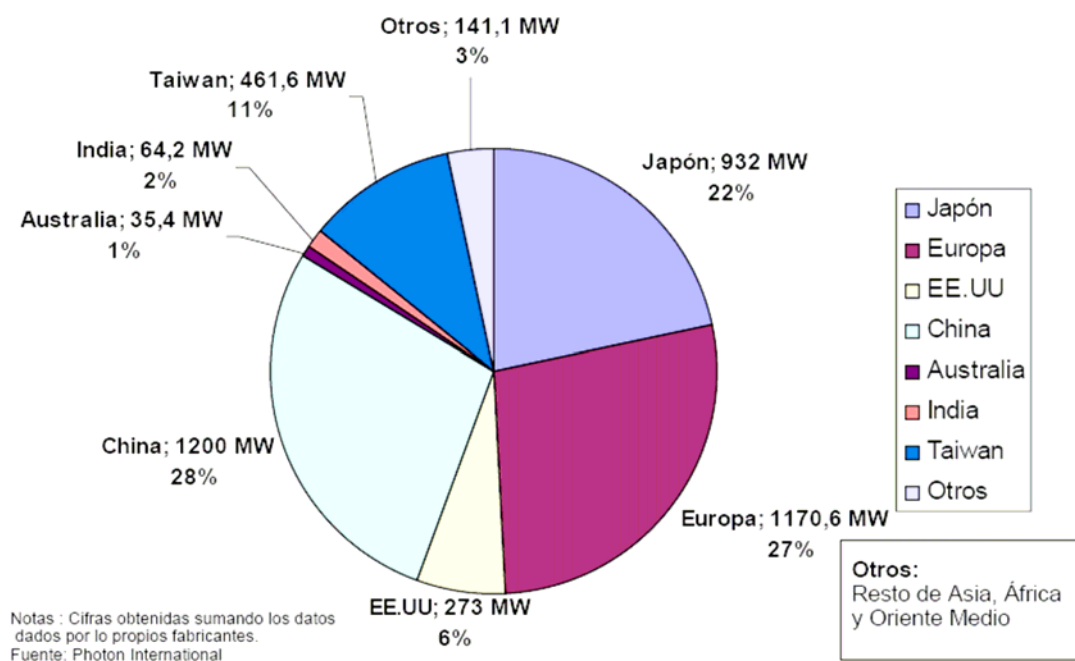


**Fig.1. 2: Fuente: INM. Radiación Media Diaria. Generado a partir de isolíneas de radiación solar global anual sobre superficie horizontal.**

## 1.5. Situación actual en España



El primer plan de energías renovables se aprueba en el año 1986 y en él se prevén la instalación de 3 MW para el año 1992. Tan magros objetivos se superaron tímidamente y a principios de 1991 ya existían 3,2 MW instalados. Posteriormente, se aprueba el Plan de Ahorro y Eficiencia Energética como un anexo del Plan Energético Nacional 1991-2000. Este plan puede considerarse el primer paso efectivo para el fomento de las energías renovables en nuestro país, teniendo por objetivo aumentar la contribución de las energías renovables al balance energético nacional. En lo que respecta a la energía fotovoltaica, se proponía aumentar la potencia entonces existente (3,2 MW, como se ha indicado) en otros 2.5 MW al final del periodo contemplado en el plan. Ese objetivo se vio ampliamente superado al alcanzarse aproximadamente 12MW en 2000. En la figura 1.3 se observa como el aumento de la producción de energía en los últimos años ha aumentado de forma exponencial.



**Fig.1. 3: Fabricación mundial de células FV, en el 2007**

**Total año: 4.279 MW (año 2006: 2535,6 MWp)**

El siguiente paso lo constituye el Plan de Fomento de las Energías Renovables para el periodo 2000-2010, que incluye subvenciones para proyectos de I+D,

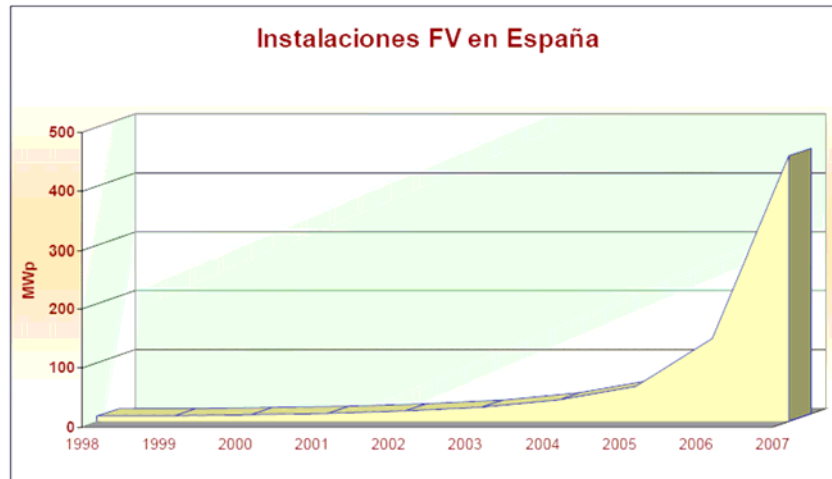


subvenciones y financiación a la instalación de sistemas fotovoltaicos, desarrollo de normativa para la conexión a la red eléctrica y exención de impuestos y tasas para las instalaciones fotovoltaicas. Sus objetivos fueron revisados al alza al aprobarse el Plan de Infraestructuras de Electricidad y Gas (2002-2011). Con posterioridad, la Ley del Sector Eléctrico (54/1997) abre la posibilidad de que las energías renovables que se empleen para la producción de electricidad, tengan acceso preferente a la red y puedan cobrar precios superiores a los resultantes del sistema de ofertas que se consolida para el llamado “régimen ordinario”, en el que se incluyen las centrales convencionales. En una modificación legal posterior (Ley 14/2000) se prevén primas especiales para la energía de origen solar.

Existe un primer Real decreto que contempla el tratamiento económico de las energías renovables de 1998, que es sustituido por el Real Decreto 436/2004, en el que, las instalaciones conectadas a red tienen garantizada una remuneración por cada kWh inyectado a la red por valor de un 575 % sobre el precio del kWh de red, durante los primeros 25 años y un 460 % en adelante. A fecha de hoy, esto equivale a 0.41 €/kWh para instalaciones de hasta 100 kW.. En determinados casos estas subvenciones son compatibles con las otorgadas por las comunidades autónomas. Es de señalar la lentitud con que se gestiona la concesión de las subvenciones y la discrecionalidad con que se conceden.

España es un país llamado a ocupar un destacado lugar en el desarrollo e implantación de la energía solar fotovoltaica. Su capacidad tecnológica y su desarrollo tecnológico e investigador así parecen augurar. Las condiciones 12 climáticas permiten un mejor aprovechamiento de esta fuente energética que en casi todo el resto de Europa. Sin embargo y en palabras del propio IDAE: “Las expectativas de crecimiento de la energía solar fotovoltaica en España aún continúan no solo por debajo de lo previsto por el Plan de Fomento, sino también por debajo de su potencial. A finales del 2002, el grado de cumplimiento respecto al objetivo energético intermedio del Plan en el 2006 (61.2 MWp) fue del 19.2 %” .





**Fig.1. 4: Potencia fotovoltaica instalada en España, tanto aislada como conectada a la red.**

## 1.6. ¿Cuanto cuesta la energía solar?



## Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico

---

A continuación se analizan los costos y beneficios que producirían tres instalaciones fotovoltaicas tipo:

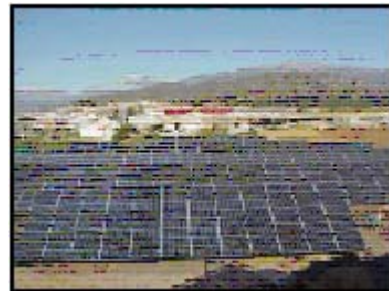
- Instalación de 4Kw: Instalación en vivienda unifamiliar:



- Instalación de 6,12Kw: Instalación de seguimiento solar en un eje:



- Instalación de 120Kw: Instalación fija en suelo o cubierta:





**Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en  
Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

RESUMEN DE EJEMPLOS	P=4 kWp FIJA	P=6,12 kWp SEGUIM.	P=120 kWp SEGUIM.
Potencia GENERADOR (kWp)	4,0	6,12	120
Potencia NOMINAL (kW)	3,5	5,00	100
Vida útil (años)	25	25	25
Régimen de funcionamiento (h)	1.250	1.644	1.250
Generación eléctrica neta (kWh)	5.000	10.061	150.000
Precio de venta de electricidad (€/kWh)	0,440381	0,440381	0,440381
Inversión (€)	26.800	47.124	756.000
Pago inicial del titular (20 %) (€)	5.360	9.425	151.200
Préstamo bancario (80 %) (€)	21.440	37.699	604.800
Pago anual del préstamo (€) (10 años, i=Euribor+1)	2.578	4.648	74.566
Ingresos anuales (1 <sup>er</sup> año) (€)	2.201	4.431	66.057
Gastos de operación y Mnto (1 <sup>er</sup> año) (€)	150	238	1.982
TIR a 25 años (%)	7,11	9,58	8,29
Toneladas de CO <sub>2</sub> /año evitadas:	1,9	3,7	55,8
Toneladas de CO <sub>2</sub> evitadas durante la vida útil de la instalación	47,5	93,5	1.395,0

**Fig.1. 5: Costos y beneficios que producirían tres instalaciones fotovoltaicas**

## 1.7. Principio físico del funcionamiento de células fotovoltaicas

### 1.7.1. La unión p-n

Las células solares están por lo general fabricadas en silicio, formando una gran superficie de unión P-N. En la **figura 1.6**, se puede observar un esquema simplificado de cómo funciona una unión p-n. Si se pone directamente en contacto una capa de silicio de tipo n, es decir con exceso de electrones, con otra capa de silicio de tipo p, (aunque en realidad en las células solares se consigue mediante difusión de un tipo de dopante de una de las caras de una oblea tipo n o p), tiene lugar una difusión de electrones de la región de alta concentración (la cara de tipo n de la unión) hacia la región de baja concentración de electrones (cara tipo p de la unión).

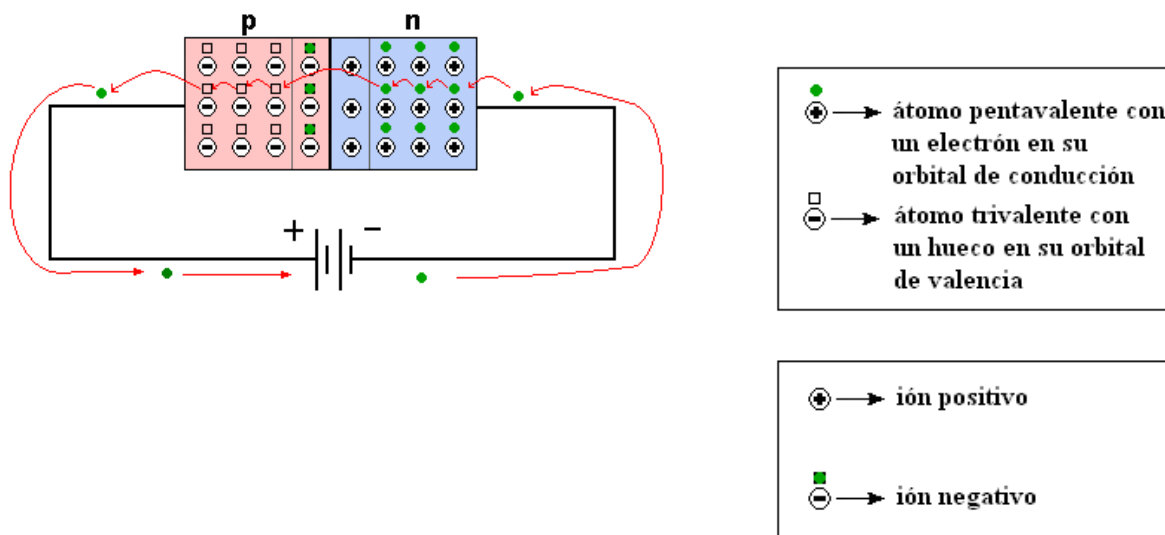


Fig.1. 6: Esquema del funcionamiento de la unión PN



Cuando los electrones se difunden a través de la unión p-n, se recombinan con los huecos de la cara de tipo p. Sin embargo, la difusión de los portadores no continúa indefinidamente. Esta separación de cargas, que la propia difusión crea, genera un campo eléctrico provocado por el desequilibrio de las cargas que obstruye, inmediatamente, el flujo posterior de más cargas a través de la unión. Este campo eléctrico es equivalente a decir que aparece una diferencia de tensión entre las zonas p y n. Esta diferencia de potencial ( $V_{\gamma}$ ) es de 0,7 V en el caso del silicio y 0,3 V si los cristales son de germanio.

La anchura de la zona de carga espacial una vez alcanzado el equilibrio, suele ser del orden de 0,5 micras pero cuando uno de los cristales está mucho más dopado que el otro, la zona de carga espacial es mucho mayor.

El campo eléctrico establecido a través de la creación de la unión p-n crea un diodo que permite el flujo de corriente en un solo sentido a través de dicha unión. Los electrones pueden pasar del lado de tipo n hacia el interior del lado p, y los huecos pueden pasar del lado de tipo p hacia el lado de tipo n. Al establecerse estas corrientes aparecen cargas fijas en una zona a ambos lados de la unión, zona que recibe diferentes denominaciones como barrera interna de potencial, zona de carga espacial, de agotamiento o empobrecimiento, de depleción, de vaciado, etc.

Para que un diodo esté polarizado directamente, tenemos que conectar el polo positivo de la batería al ánodo del diodo y el polo negativo al cátodo. En estas condiciones podemos observar que:

- El polo negativo de la batería repele los electrones libres del cristal n, con lo que estos electrones se dirigen hacia la unión p-n.
- El polo positivo de la batería atrae a los electrones de valencia del cristal p, esto es equivalente a decir que empuja a los huecos hacia la unión p-n.



- Cuando la diferencia de potencial entre los bornes de la batería es mayor que la diferencia de potencial en la zona de carga espacial, los electrones libres del cristal n, adquieren la energía suficiente para saltar a los huecos del cristal p, los cuales previamente se han desplazado hacia la unión p-n.
- Una vez que un electrón libre de la zona n salta a la zona p atravesando la zona de carga espacial, cae en uno de los múltiples huecos de la zona p convirtiéndose en electrón de valencia. Una vez ocurrido esto el electrón es atraído por el polo positivo de la batería y se desplaza de átomo en átomo hasta llegar al final del cristal p, desde el cual se introduce en el hilo conductor y llega hasta la batería

### 1.7.2. Efecto fotoeléctrico

Los fotones incidentes son absorbidos por los electrones del medio dotándoles de energía suficiente para escapar de éste.

Los fotones que llegan a la célula solar tienen una energía que vale:

$$E_f = h \cdot \nu$$

**Ecuación 1**

Donde:  $h$  = Constante de Planck =  $6,63 \cdot 10^{-34}$

$\nu$  = Frecuencia del fotón (Hz)

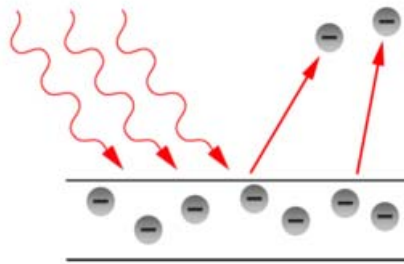
$E_g$  = Energía necesaria para que un electrón salte desde la capa de valencia hasta la capa de conducción.

Cuando un fotón llega al material semiconductor pueden pasar dos cosas:

1. Si  $h\nu < E_g$  : El fotón NO es absorbido ya que no tiene suficiente energía para forzar el salto de un electrón de la banda de valencia a la de conducción, por lo que no contribuye a la corriente eléctrica.



2. Si  $h\nu \geq E_g$  : El fotón puede ser absorbido produciendo el salto de un electrón desde la banda de valencia a la de conducción, dejando un hueco en la B.V. y generando por tanto un par electrón-hueco.



**Fig.1. 7: Diagrama del efecto fotoeléctrico**

El **efecto fotoeléctrico** consiste en la emisión de electrones por un material cuando se le ilumina con radiación electromagnética (luz visible o ultravioleta, en general). A veces se incluye en el término otros tipos de interacción entre la luz y la materia:

- Fotoconductividad: es el aumento de la conductividad eléctrica de la materia o en diodos provocada por la luz. Descubierta por Willoughby Smith en el selenio hacia la mitad del siglo XIX.
- Efecto fotovoltaico: transformación parcial de la energía luminosa en energía eléctrica. La primera célula solar fue fabricada por Charles Fritts en 1884. Estaba formada por selenio recubierto de una fina capa de oro.



### 1.7.2.1. Antecedentes.

El efecto fotoeléctrico fue descubierto y descrito por Heinrich Hertz en 1887. La explicación teórica solo fue hecha por Albert Einstein en 1905 quien basó su formulación de la fotoelectricidad en una extensión del trabajo sobre los cuantos de Max Planck y Leonad. Más tarde Robert Andrews Millikan pasó diez años experimentando para demostrar que la teoría de Einstein no era correcta... y demostró que sí lo era. Eso permitió que Einstein y Millikan compartiesen el premio Nóbel en 1921 y 1923 respectivamente.

Los fotones tienen una energía característica determinada por la longitud de onda de la luz. Si un electrón absorbe energía de un fotón y tiene mayor energía que la necesaria para salir del material y que su velocidad está bien dirigida hacia la superficie, entonces el electrón puede ser extraído del material. Si la energía del fotón es demasiado pequeña, el electrón es incapaz de escapar de la superficie del material. Los cambios en la intensidad de la luz no cambian la energía de sus fotones, tan sólo el número de electrones que pueden escapar de dicha superficie y por lo tanto la energía de los electrones emitidos no depende de la intensidad de la luz incidente, sino de la frecuencia de la radiación que le llega. Si el fotón es absorbido parte de la energía se utiliza para liberarlo del átomo y el resto contribuye a dotar de energía cinética a la partícula libre.

En principio, todos los electrones son susceptibles de ser emitidos por efecto fotoeléctrico. En realidad los que más salen son los que necesitan lo menos de energía para salir y, de ellos, los más numerosos.

En un aislante (dieléctrico), los electrones más energéticos se encuentran en la banda de valencia. En un metal, los electrones más energéticos están en la banda de conducción. En un semiconductor de tipo N, son los electrones de la banda de conducción que son los más energéticos. En un semiconductor de tipo P también, pero





hay muy pocos en la banda de conducción. Así que en ese tipo de semiconductor hay que ir a buscar los electrones de la banda de valencia.

A la temperatura ambiente, los electrones más energéticos se encuentran cerca del nivel de Fermi (salvo en los semiconductores intrínsecos en los cuales no hay electrones cerca del nivel de Fermi). La energía que hay que dar a un electrón para llevarlo desde el nivel de Fermi hasta el exterior del material se llama función trabajo, y la frecuencia mínima necesaria para que un electrón escape del metal recibe el nombre de frecuencia umbral. El valor de esa energía es muy variable y depende del material, estado cristalino y, sobre todo de las últimas capas atómicas que recubren la superficie del material. Los metales alcalinos (sodio, calcio, cesio, etc.) presentan las más bajas funciones de trabajo. Aún es necesario que las superficies estén limpias al nivel atómico. Una de las más grandes dificultades de las experiencias de Millikan era que había que fabricar las superficies de metal en el vacío.



### **1.7.2.2. Explicación científica.**

Los fotones del haz de luz tienen una energía característica determinada por la frecuencia de la luz. En el proceso de foto emisión, si un electrón absorbe la energía de un fotón y éste último tiene más energía que la función trabajo, el electrón es arrancado del material. Si la energía del fotón es demasiado baja, el electrón no puede escapar de la superficie del material. Aumentar la energía del haz no cambia la energía de los fotones constituyentes, solo cambia el número de fotones. En consecuencia, la energía de los fotones emitidos no depende de la intensidad de la luz, sino de la energía de los fotones individuales.

Los electrones pueden absorber energía de los fotones cuando son irradiados, pero siguiendo un principio de "todo o nada". Toda la energía de un fotón debe ser absorbida y utilizada para liberar un electrón de un enlace atómico, o sino la energía es re-emitida. Si la energía del fotón es absorbida, una parte libera al electrón del átomo y el resto contribuye a la energía cinética del electrón como una partícula libre.

Einstein no se proponía estudiar las causas del efecto, en el que los electrones de ciertos metales a causa de una radiación luminosa podían abandonar el metal con energía cinética.

Tan solo intentaba explicar el comportamiento de la radiación, que obedecía a la intensidad de la radiación incidente, el ver la cantidad de electrones que abandonaba el metal y a la frecuencia de la misma, en cuanto a la energía que impulsaba a dichas partículas.



### 1.7.2.3. Leyes de la emisión fotoeléctrica

1. Para un metal y una frecuencia de radiación incidente dados, la cantidad de fotoelectrones emitidos es directamente proporcional a la intensidad de luz incidente.
2. Para cada metal dado, existe una cierta frecuencia mínima de radiación incidente debajo de la cual ningún fotoelectrón puede ser emitido. Esta frecuencia se llama frecuencia de corte.
3. Por encima de la frecuencia de corte, la energía cinética máxima del fotoelectrón emitido es independiente de la intensidad de la luz incidente, pero depende de la frecuencia de la luz incidente.

El tiempo de retraso entre la incidencia de la radiación y la emisión del fotoelectrón es muy pequeña, menos que  $10^{-9}$  segundos.

### 1.7.2.4. Formulación matemática

Para analizar el efecto fotoeléctrico cuantitativamente utilizando el método derivado por Einstein es necesario plantear las siguientes ecuaciones:

Energía de un fotón absorbido = Energía necesaria para liberar 1 electrón + energía cinética del electrón emitido.

Algebraicamente:

$$hf = hf_0 + \frac{1}{2}mv_m^2$$

**Ecuación 2**



Que puede también escribirse como:

$$hf = \phi + E_k$$

**Ecuación 3**

donde  $h$  es la constante de Planck,  $f_0$  es la frecuencia de corte o frecuencia mínima de los fotones para que tenga lugar el efecto fotoeléctrico,  $\Phi$  es la función trabajo, o mínima energía necesaria para llevar un electrón del nivel de Fermi al exterior del material y  $E_k$  es la máxima energía cinética de los electrones que se observa experimentalmente.

- *Nota:* Si la energía del fotón ( $hf$ ) no es mayor que la función de trabajo ( $\Phi$ ), ningún electrón será emitido.

En algunos materiales esta ecuación describe el comportamiento del efecto fotoeléctrico de manera tan sólo aproximada. Esto es así porque el estado de las superficies no es perfecto (contaminación no uniforme de la superficie externa).



### **1.7.2.5. Efecto fotoeléctrico en la actualidad**

El efecto fotoeléctrico es la base de la producción de energía eléctrica por radiación solar y del aprovechamiento energético de la energía solar. El efecto fotoeléctrico se utiliza también para la fabricación de células utilizadas en los detectores de llama de las calderas de las grandes usinas termoeléctricas. También se utiliza en diodos fotosensibles tales como los que se utilizan en las células fotovoltaicas y en electroscopios o electrómetros. En la actualidad los materiales fotosensibles más utilizados son, aparte de los derivados del cobre (ahora en menor uso), el silicio, que produce corrientes eléctricas mayores.

El efecto fotoeléctrico también se manifiesta en cuerpos expuestos a la luz solar de forma prolongada. Por ejemplo, las partículas de polvo de la superficie lunar adquieren carga positiva debido al impacto de fotones. Las partículas cargadas se repelen mutuamente elevándose de la superficie y formando una tenue atmósfera. Los satélites espaciales también adquieren carga eléctrica positiva en sus superficies iluminadas y negativa en las regiones oscurecidas, por lo que es necesario tener en cuenta estos efectos de acumulación de carga en su diseño.



## 1.8. Los problemas del Silicio

La fuente principal del silicio necesario para la fabricación de obleas de uso fotovoltaico está asociada a diferentes etapas del proceso de fabricación del silicio utilizado en la industria microelectrónica. Sin embargo, la industria fotovoltaica no precisa un grado de pureza tan alto como las aplicaciones microelectrónicas.

El proceso consiste en la obtención de dióxido de silicio ( $\text{SiO}_2$ ) a partir del mineral cuarcita. Mediante un proceso de reducción con electrodos de carbón se obtiene el silicio de grado metalúrgico, con una pureza de aproximadamente un 99 %. Este silicio se utiliza en la industria química y del aluminio, además de continuar su procesamiento para conseguir una mayor pureza, apropiada para su uso en la industria microelectrónica. Este silicio es el denominado silicio de grado semiconductor caracterizado por una elevada pureza. Se presenta en forma de guijarros y estructura policristalina, denominándose también polisilicio. En el ámbito mundial, existen siete empresas que producen el 90 % del polisilicio. Seis de ellas producen asimismo obleas (el paso previo a la célula fotovoltaica).

Puesto que la industria fotovoltaica no precisa un silicio de tan alta pureza, una parte del silicio utilizado en la fabricación de células solares (hasta 1998 prácticamente la totalidad) proviene de silicio que no cumplió todos los requerimientos del silicio grado semiconductor, de los restos adheridos a los moldes de los lingotes, de las puntas y colas de los lingotes en los que se crece el polisilicio. Hasta el año 1998, 2000 t a 3000 t anuales de “desperdicios” del silicio de grado semiconductor empleado por la industria microelectrónica eran suficientes para satisfacer las necesidades de la industria fotovoltaica. Sin embargo, el crecimiento de la industria fotovoltaica, a velocidades de entre un 34 % hasta un 54 %, obligó a utilizar Silicio no primario (una versión menos pura del silicio de grado semiconductor) e incluso silicio de grado semiconductor primario (la versión más pura del silicio semiconductor).



Es preciso un enorme esfuerzo para impulsar la “era solar” que se avecina, evitando un estancamiento debido a la carencia de polisilicio. La posibilidad de fabricar paneles fotovoltaicos, y, por tanto, de generar energía eléctrica a partir de la radiación solar, depende de la disponibilidad de células solares. A su vez sólo es posible fabricar células solares si se dispone de las adecuadas obleas de silicio. Así pues, el lento desarrollo de la capacidad de producción en algunos puntos de la cadena de fabricación de la industria fotovoltaica (obtención de silicio grado semiconductor o grado solar), supondrá la infrautilización de otras capacidades de esa cadena (obleas, células, paneles), junto con la imposibilidad de satisfacer las demandas de los clientes de la industria fotovoltaica. Esta situación será grave antes del año 2008 [2], puesto que ya en el presente año se están dando los primeros episodios de desabastecimiento.



## **2. Desarrollo del inversor**

En este apartado se exponen las herramientas usadas, tanto software como hardware, que se han empleado para llevar a cabo el desarrollo de todos los algoritmos que se exponen en el proyecto, así como las razones de la elección de estas herramientas en concreto, frente a otras diversas opciones que se han barajado.





## **2.1. Software empleado para el diseño.**

Para la programación del sistema de Procesamiento Digital de Señales (DSP) se necesita un software específico suministrado por el fabricante. Las dos opciones posibles que se presentan para la programación del DSP TMS320F28335, son los programas:

- **Code Composer Studio**
- **VisSim/TI C2000 Embedded Controls Developer**



## 2.2. Code Composer Studio.

Code Composer Studio de Texas Instruments, es una potente herramienta de desarrollo y simulación de software para las familias de DSPs de la misma marca. Este entorno nos da la posibilidad de realizar nuestros programas tanto en ensamblador como en lenguaje C, esto es gracias al compilador ANSI C Standard que nos permite convertir programas en lenguaje C a programas en lenguaje ensamblador y viceversa. Además contiene la capacidad de escribir en un mismo fichero funciones en lenguaje C y otras en lenguaje ensamblador, pudiendo insertar en el código C llamadas a funciones escritas directamente en lenguaje máquina.

Code Composer Studio está diseñado específicamente para Procesadores Digitales de Señales, DSP. El usuario puede construir, corregir, perfilar y manejar proyectos en una sola aplicación dentro del mismo programa, sin necesidad de realizar varios pasos repartidos en distintos softwares, y con la ventaja de poder modificarlos de manera independiente. Además, permite realizar análisis gráficos de la señal, permite también funciones de entrada o salida de archivos, para lo cual, utiliza las herramientas de Texas Instruments como pueden ser: compilación, linkado, ensamblado y creación del ejecutable.

El objetivo principal de Code Composer es proporcionar las herramientas de desarrollo más avanzadas y más fáciles de utilizar para el manejo del software de DSP, aumentando con esto la productividad y reduciendo al mínimo el tiempo de desarrollo.



## 2.3. VisSim

VisSim es un lenguaje visual de diagramas de bloques, desarrollado por la empresa “Visual Solutions”, que sirve para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. Este software se utiliza en el diseño de sistemas de control y procesamiento de señales digitales para la simulación multidominio, (en el dominio del tiempo, o de la frecuencia...). Incluye bloques de aritmética, booleanos, trascendentales, filtros digitales, funciones de transferencia, integración numérica y herramienta para hacer todo tipo de gráficos.

VisSim/Embedded Controls Developer, también conocido como VisSim/TI C2000 Rapid Prototyper (su anterior denominación) permite el rápido desarrollo de prototipos de sistemas de control de movimiento, implementados sobre la familia de DSPs TI C2000 de Texas Instruments. El software está disponible en dos configuraciones, una versión de simulación que incluye VisSim/Motion y una versión reducida de bajo precio. VisSim -Embedded Controls Developer V.7. TI C2000 que soporta las tarjetas de evaluación (EVMs) TI F243, LF2407, LF2407 eZdsp de 16 bits y de punto fijo tanto como tarjetas de 32 bits en coma flotante, como los procesadores de Texas Instruments C6713, y como el controlador que se ha usado en este proyecto: TMDXEZ28335.



## **2.4. Características generales de VisSim.**

### **2.4.1. VisSim/Fixed Point**

Conjunto de bloques para la simulación y generación de código eficiente de operaciones escaladas en punto fijo. Los errores de desbordamiento (overflow) y efectos de pérdida de precisión son fácilmente detectados y corregidos durante la simulación. Su funcionalidad de auto escalado acelera el desarrollo en punto fijo. La generación de código en línea crea código rápido de volcado.

### **2.4.2. Bloques de periféricos**

Para generar código para dispositivos C2000: E/S analógicas y digitales, entradas de codificadores de cuadratura, capturadores de eventos (resolución hasta 1 MHz), Bus CAN 2.0 con 6 mailboxes, puerto serie ,4 salidas PWM simples, 2 salidas PWV vector espacial seis-canales con banda muerta, SPI, Puertos de dispositivos E/S.

### **2.4.3. Bloques TI C2000 Digital Motor Control (DMC)**

Que soporta la simulación y generación eficiente de código con ensamblado manual para sistemas de control de movimiento basados en motores de inducción en alterna, síncronos con magneto permanente o de continua



#### **2.4.4. Generación automática de código C**

Generación automática del código C en punto fijo producido, compilación, linkado, y descarga JTAG a la plataforma TI F243 / LF2407 / LF2407 eZdsp

#### **2.4.5. Retención de la GUI VisSim**

Mientras se ejecuta el algoritmo en el DSP (Ej.: para visualizar un gráfico con las respuestas de posición, corriente y velocidad o para ver los efectos de un cambio de ganancias)

#### **2.4.6. Plug-in VisSim-Code Composer Studio (CCS)**

#### **2.4.7. Soporte de TI C2000 CAN Bus**

#### **2.4.8. Soporte de displays LCD basados en puerto serie.**

#### **2.4.9. Soporte de Flash Burn :**

Que se ajusta a la velocidad del procesador y múltiple PLL para llevar de forma segura el controlador independiente diseñado a la Flash.



## 2.5. Librerías y herramientas complementarias de VisSim

La familia de productos VisSim incluye el programa principal de simulación de sistemas dinámicos **-Professional VisSim-** además de varios módulos optativos que permiten conectarse con hardware externo y realizar "hardware-in-the-loop" (**VisSim/Real Time**), diseñar prototipos DSP y sistemas empotrados (**VisSim/DSP**) y generar automáticamente código ANSI C (**VisSim/C-Code**). Además el fabricante Visual Solutions ha lanzado también varios productos basados en el producto base VisSim que incorporan librerías de bloques específicos para diferentes campos de la simulación. Se trata de:

### 2.5.1. VisSim/Comm (Communication Systems Design Software)

El primero de ellos está orientado al prototipaje rápido de sistemas de comunicaciones analógicos, digitales y sistemas híbridos (incluye bloques para diseño de filtros analógicos y discretos, filtros adaptativos, matemática compleja y bloques para simulación de sistemas de comunicaciones completos como modulación/demodulación, codificación/decodificación, canales, etc); el segundo está pensado para ingenieros implicados en el control de procesos, permitiendo monitorizar y conocer condiciones actuales de procesos en planta, así como la simulación de procesos dinámicos.



### 2.5.2. VisSim/DPCS (Dynamic Production Control Simulator).

Muy interesantes son también los últimos productos de VSI enfocados al diseño (**VisSim/Motion**) e implementación (**VisSim TI C2000 Rapid Prototyper**) de sistemas de control de movimiento sobre DSPs de Texas Instruments.

Existen otra serie de productos complementarios que aumentan las funcionalidades de las herramientas de simulación. Entre ellos está **VisSim/Analyze** para realizar análisis frecuencial y linealización de sistemas, **VisSim/Neural-Net** permite realizar identificación de sistemas no lineales y reconocimiento de patrones mediante redes neuronales y **VisSim/Optimize** aumenta las posibilidades de optimización de parámetros ya disponibles con la herramienta básica.



## 2.6. Bloques empleados en VisSim:

### 2.6.1. Bloques aritméticos:

Estos bloques realizan una serie de operaciones aritméticas tras recibir por la entrada dos o más señales, que pueden ser de tipo tanto escalar como vectorial y devuelven a la salida la operación que indique el propio bloque. El bloque genérico tiene dos entradas y una salida, pero conectando la salida de un bloque a la entrada de otro se pueden operar tantas señales como sea necesario. Las distintas operaciones que se ven en la ilustración son el producto, el cociente, la suma, el opuesto, el inverso, elevar al cuadrado. También se observa un bloque para la conversión de unidades, de temperatura, volumen, presión etc.

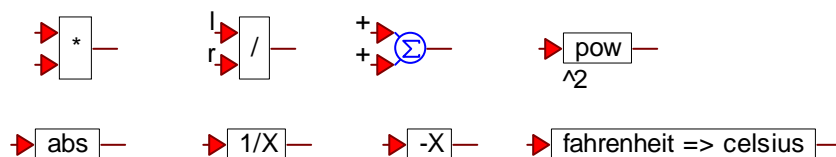


Fig. 2. 1. Bloques aritméticos.





### 2.6.2. Bloques de Booleanos de comparación:

Este tipo de bloque recibe dos señales de entrada, que pueden ser de tipo digital o analógico, una de las señales se conecta a la entrada denominada I, y la de referencia a la entrada R, procediendo a su comparación, en el caso de que se cumpla la condición que indica el bloque, la salida se pone a uno y en caso contrario a cero.

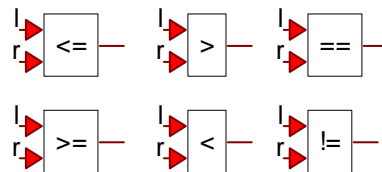


Fig. 2. 2. Bloques de Comparación.

### 2.6.3. Bloques de operaciones Booleanos:

Estos bloques reciben dos señales de entrada y devuelven a la salida la operación Booleana correspondiente, como pueden ser las operaciones AND, OR, NEGATE.

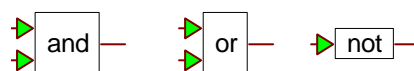


Fig. 2. 3. Bloques de operaciones Booleanos



#### 2.6.4. Bloques transcendentales:

Con estos bloques podemos realizar operaciones del tipo trigonométrico, como pueden ser senos, cosenos y tangentes, con sus correspondientes arcos. También tenemos la opción de realizar tanto logaritmos neperianos como decimales, raíces cuadradas etc.

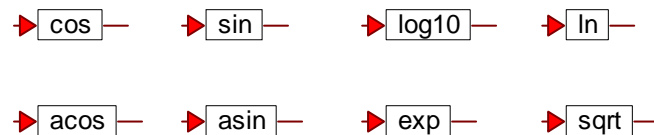


Fig. 2. 4. Bloques transcendentales

#### 2.6.5. Bloque de constante:

Este bloque permite fijar un valor escalar o una señal continua en un punto determinado del diseño.

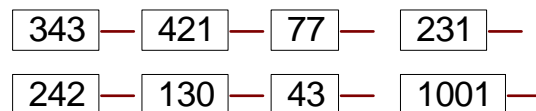


Fig. 2. 5. Bloque de constantes



#### 2.6.6. Boque interruptor:

Este bloque produce una salida de un bit, que será cero cuando el bloque este en off y uno cuando este en on. Pudiendo cambiar el usuario el estado del mismo durante el proceso de simulación.

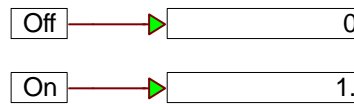


Fig. 2. 6. Bloque interruptor

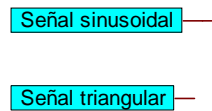
#### 2.6.7. Bloque display:

Este bloque recibe una señal de entrada y muestra en un display el estado o valor de dicha señal. La señal puede ser digital o analógica. Se puede observar en la ilustración anterior.



### **2.6.8. Agrupación de elementos en un bloque compuesto:**

En VisSim existe la posibilidad de agrupar varios elementos en un bloque único denominado función de bloque compuesto. Esto facilita mucho la tarea a la hora de realizar diseños complejos, contribuyendo con una organización jerárquica, y ayudando también a la localización y subsanación de errores.



**Fig. 2. 7. Agrupación de elementos**



### 2.6.9. Bloques de señales prediseñados:

Con estos bloques podemos generar señales de tipo sinusoidal, cuadradas o de dientes de sierra. Con la posibilidad de preestablecer la frecuencia, amplitud o retraso inicial de la señal.

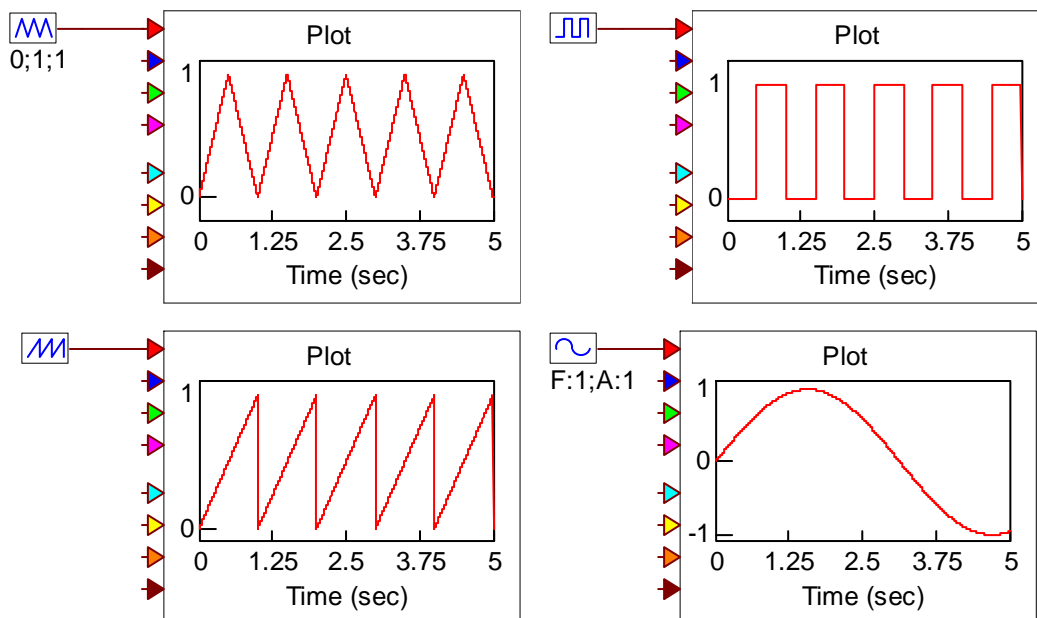
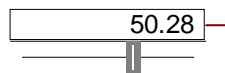


Fig. 2. 8



### **2.6.10. Bloque Slider:**

Este bloque permite variar durante la simulación el valor de un parámetro entre un límite superior y otro inferior, estableciendo el usuario el valor normalizado de dicho parámetro. En el diseño del inversor este bloque se ha empleado para simular la frecuencia de la red y sus posibles variaciones, estableciendo el límite inferior en 49 Hz, el superior en 51 Hz, y la frecuencia normalizada en 50 Hz.



**Fig. 2. 9. Bloque slider**

### **2.6.11. Bloque de señal rampa:**

Mediante el bloque de señal rampa el programa produce una rampa, pudiendo establecer el usuario el retraso inicial, y la pendiente de la misma. Este es fundamental en todas las simulaciones de VisSim, ya que es la manera que tiene el programa de simular el tiempo en la generación de señales. En cualquier ecuación o señal donde aparezca el tiempo como variable, habrá que conectar una señal rampa en el lugar físico donde valla la  $t$  (tiempo). Por ejemplo, si queremos implementar una señal sinusoidal variable en el tiempo:



$$V(t) = A \sin(\omega t + \varphi) = A \sin(2\pi f t + \varphi)$$

Ecuación 4

La manera de implementar esta señal mediante VisSim es la mostrada en la figura 2.10.

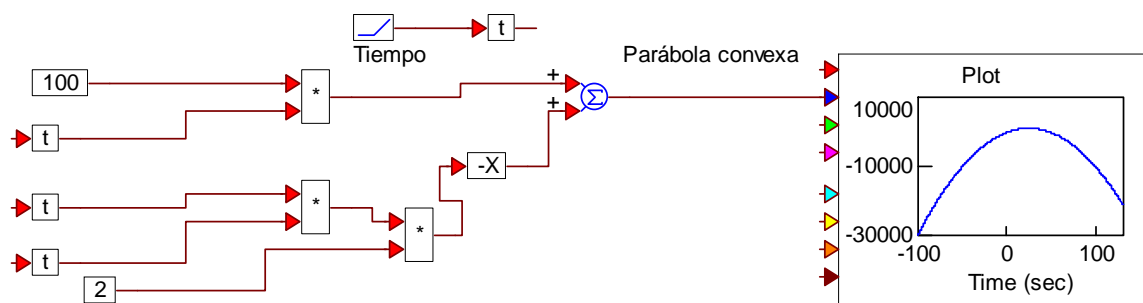


Fig. 2. 10. Ejemplo de implementación de función matemática con VisSim.



## 2.7. Hardware empleado para el diseño

### 2.7.1. Microprocesadores ( $\mu$ P) y microcontroladores ( $\mu$ C).

El control digital del inversor PWM se puede llevar acabo mediante diferentes sistemas. Se puede hacer con microcontroladores, PIC (*Peripheral Interface Controller* (Controlador de Interfaz Periférico)).

Los microprocesadores son circuitos programables integrados en una sola pastilla de silicio que realiza las funciones encomendadas a un procesador digital. Las dos partes fundamentales de un microprocesador serían:

- La unidad de control, que interpreta las señales y genera la secuencia de señales para su ejecución.
- La unidad aritmético-lógica, que efectúa las operaciones con los datos.
- Conjunto de registros y buses que permiten la comunicación con el exterior.



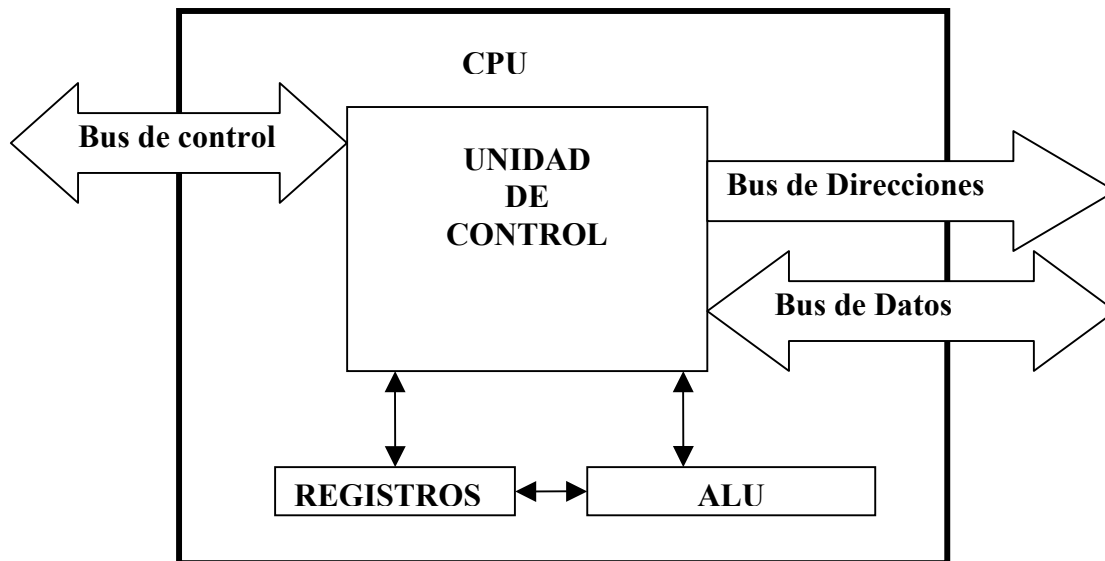
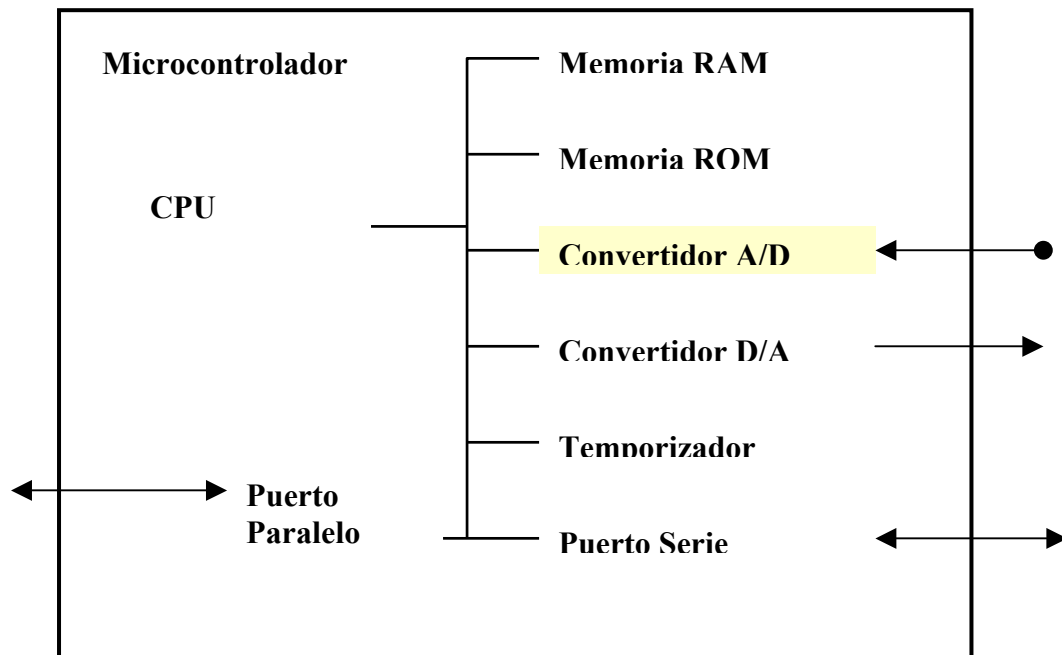


Fig. 2. 11. Esquema general de un microprocesador.

Para conseguir un microprocesador dedicado a tareas más específicas en la industria, sobretodo tareas de control, que sean adaptables al contexto industrial y especialmente acondicionado para ese entorno, aparece la necesidad de crear un microprocesador para el contexto del control donde los requerimientos de procesamiento y acceso a datos no son tan acuciantes y los recursos de almacenamiento tampoco, ya que no es necesaria tanta memoria, ni el tipo de periféricos que demandan las aplicaciones de procesamiento de datos.

La necesidad se orienta hacia una administración eficiente de los eventos o sucesos que surgen en proceso para administrar su control. Los microcontroladores tratan de responder a esa necesidad. Esta basado en, como el  $\mu P$ , en un circuito integrado, pero incluye en una sola pastilla de silicio gran parte de la funcionalidad que le permite actuar como un sistema autónomo adaptado a tareas de control y con una capacidad especial para conectarse directamente con el proceso. Así en un mismo chip encontramos: memorias, circuitos temporizadores, convertidores A/D y D/A, puertos serie y paralelo, salidas y entradas digitales...



**Fig. 2. 12. Esquema general de un microcontrolador.**

Los microcontroladores presentan en general una arquitectura interna de tipo Harvard, esta arquitectura está basada en separar físicamente la memoria de datos de la memoria que almacena el código de instrucciones, con un conjunto de Buses dedicado a cada una de las dos partes. El objetivo de esta configuración es poder acceder de manera simultánea a las dos memorias para aumentar el rendimiento.

Para el desarrollo del proyecto se han generado y analizado una serie de señales analógicas, como las señales de comparación del modulador, señales sinusoidales, triangulares, y señales digitales, como la señal PWM. Para el procesar o filtrar las señales se emplea una tarjeta DSP (Digital Signal Processors, Procesador Digital de Señal), con un microcontrolador de la familia C2000 de Texas Instruments.



### 2.7.2. El procesador Digital de Señal (DSP)

Un DSP o procesador digital de señal cuyo hardware y conjunto de instrucciones están optimizados para aplicaciones numéricas de alta velocidad siendo capaz de procesar datos en tiempo real, algo esencial para la manipulación de datos que representan las señales analógicas empleadas. Esta capacidad de procesar datos en tiempo real, es decir a medida que se van produciendo es la principal diferencia con los microcontroladores.

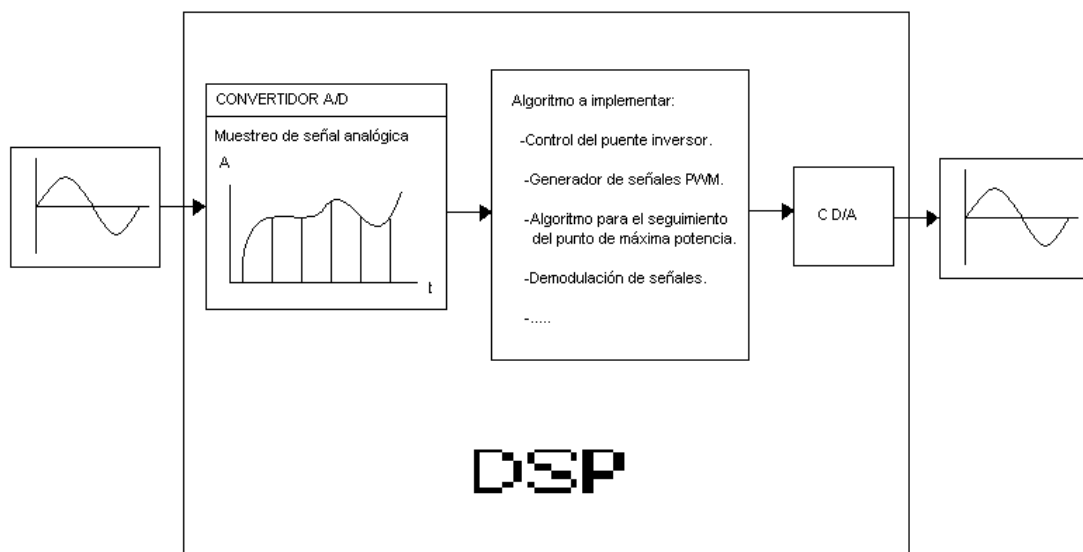


Fig. 2. 13. Esquema básico de un DSP



Los DSP's pueden proveer secuencias ultra-rápidas, como puedes ser:

- MAC (multiply-accumulate operations)
- Deep pipelining
- La habilitación de actuar como un dispositivo de DMA (acceso directo a memoria)
- Saturación aritmética
- Arquitectura tipo Harvard, memoria de datos y memoria de programa separadas
- La mayoría de los DSP's son de punto fijo, por que en el mundo real del procesamiento de señales, mucha precisión no es un requisito, sin embargo DSP de puntos flotante son comunes en los campos científicos y de otras aplicaciones dónde la precisión sí es un factor indispensable, como es en el caso de el presente proyecto.



### **2.7.3. Los componentes principales en la arquitectura de los DSP son:**

Los componentes principales en la arquitectura de los DSP son:

- una unidad central de procesos (CPU) y una unidad de memoria.
- Unidades funcionales que realizan operaciones en paralelo, incluyendo acceso a memoria y cálculo de direcciones. Las unidades poseen típicamente una unidad principal, ALU, junto con dos o más unidades de generación de direcciones. Estas unidades funcionales poseen su propio tipo de registros y muchas instrucciones se realizan en un solo ciclo de reloj.
- Varias unidades de memoria on-chip, usadas para almacenar instrucciones, datos o tablas. Cada unidad de memoria puede ser accedida una vez cada ciclo de instrucción.
- Varios buses para incrementar las tasas de transferencia hacia y desde la memoria y evitar conflictos de direcciones.
- Soporte para tipos especiales de direccionamiento.
- Soporte para manejo de bucles con bajo coste en tiempo y manejo rápido de interrupciones, especialmente las que se deben a puertos serie.

Los DSP se emplean usualmente para ejecutar algoritmos típicos de procesamiento digital de señales. Se basa en el procesamiento de señales digitales, que representan a señales analógicas. El DSP opera con señales digitales, por lo tanto es necesario convertir las señales analógicas en digitales mediante un CA/D. Una vez que se han procesado las señales, se vuelven a convertir las señales a su forma analógica mediante



una etapa de filtrado que se explicará más adelante. Los DSP se programan normalmente en lenguaje C. En algunos casos se puede emplear el lenguaje ensamblador, ya que los programas escritos en este lenguaje se pueden ejecutar de manera más rápida, y en algunos sistemas la velocidad resulta crítica.

Muchas de las aplicaciones que en las que se emplea un DSP no toleran que exista ningún tipo de retardo, lo que requiere que el DSP sea extremadamente rápido.

Los DSP se usan en teléfonos móviles, en computadoras multimedia, cámara de video, unidades de disco duro, compresión y descompresión de señales para reproductores de CD, módems para radio digital y otras aplicaciones, con el fin de mejorar la calidad de las señales.

Hay muchas empresas fabricantes de DSP, entre las que se incluyen:

- Texas Instruments.
- Motorola.
- Analog Device.
- Lucent.

Existen tanto de punto fijo como de punto flotante, estos dos métodos difieren en la forma en la que se almacenan y manipulan los datos, esta información se ampliará en el **apartado 3.4.**

### 2.7.4. Arquitectura Harvard.

En la arquitectura clásica de Neumann la ALU y la unidad de control están conectadas a una sola unidad de memoria que almacena tanto instrucciones de programa como datos.

Durante la ejecución de un programa, una instrucción es leída desde la memoria y de codificada, los operadores necesarios son obtenidos desde la memoria, y, finalmente, la instrucción es ejecutada. La principal desventaja es que la memoria se transforma en el cuello de botella de esa arquitectura.



Fig. 2. 13 . Arquitectura Harvard

La instrucción que con más frecuencia realiza un DSP estándar es la multiplicación y acumulación. Ésta debe ser realizada con eficiencia, y para ello debería ser completada en un ciclo de instrucción. Esto implica que dos valores deben ser leídos desde la memoria y un valor debe ser escrito, en el mismo ciclo. Por lo tanto, una alta capacidad de la memoria es tan importante como la operación de multiplicación-acumulación.

Varios buses y memorias incluidas en el chip son utilizadas de forma que lecturas y escrituras a diferentes unidades de memoria puedan hacerse de manera



## **Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---

simultánea. Dos memorias son utilizadas en la arquitectura Harvard clásica. Una de ellas es utilizada exclusivamente para datos, mientras que la otra es utilizada para instrucciones. Esta arquitectura alcanza un alto grado de concurrencia, de lecturas y escrituras simultáneas. Los DSP's actuales usan varios buses y unidades de ejecución para alcanzarlo.





### 2.7.5. Ventajas y desventajas de los DSP's.

La tecnología VLSI (*Very Large Scale Integration*) permite diseñar sistemas con la capacidad para ejecutar procesamientos en tiempo real de muchas de las señales fundamentales usadas en aplicaciones de telecomunicaciones, control, procesamiento de imagen, multimedia, etc. Podemos citar como principales ventajas de los DSP's:

- Los sistemas digitales son más fiables que los correspondientes sistemas analógicos.
- Los sistemas digitales ofrecen una mayor flexibilidad que los correspondientes sistemas analógicos.
- Mayor precisión y mayor exactitud pueden ser obtenidas con sistemas digitales, comparado con los correspondientes sistemas analógicos.
- Un sistema programable permite flexibilidad en la reconfiguración de aplicaciones DSP.
- La tolerancia de los componentes en un sistema analógico se convierte en una dificultad para el diseñador. Mientras que en un sistema digital la exactitud de la señal de salida es controlable.
- Las señales digitales pueden ser almacenadas en un disco flexible, disco duro o CD-ROM, sin la pérdida de fidelidad más allá que el introducido por el conversor analógico-digital.

A pesar de todas estas ventajas, también existen desventajas que deben ser tomados en cuenta en el momento de escoger una plataforma para el procesamiento de señales analógicas por medios digitales:

- La conversión de una señal analógica en digital, obtenida muestreando la señal y cuantificando las muestras, produce una distorsión que nos impide la exacta reconstrucción de la señal analógica original a partir de muestras cuantificadas.



## **Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---

- Existen efectos debidos a la precisión finita que deben ser considerados en el procesamiento digital de las muestras cuantificadas.
- Para muchas señales de gran ancho de banda, se requiere procesamiento en tiempo real. Para tales señales, el procesamiento analógico, o incluso óptico, son las únicas soluciones válidas. Sin embargo, cuando los circuitos digitales existen y son de suficiente velocidad se hacen preferibles.



## 2.8. Especificaciones del diseño.

Para el diseño del algoritmo del inversor PWM e implementación del mismo, se ha empleado DSP's de la familia C2000 de Texas Instruments. Estos modelos de DSP se programan mediante código C con toda la potencia de procesamiento y la eficiencia que este lenguaje ofrece, y con la ventaja de no tener que realizar el código de manera íntegra ya que se ofrece la posibilidad de programar la tarjeta con un programa llamado VisSim. VisSim es un lenguaje visual de diagramas de bloques, desarrollado por la empresa "Visual Solutions", que sirve para modelar, simular y analizar sistemas dinámicos. El programa convierte el algoritmo diseñado a lenguaje C para que el DSP lo pueda ejecutar. La ventaja de este programa es que cualquier persona con unas pocas nociones de programación y algo de sentido común puede conseguir realizar desde pequeños programas de iniciación, hasta complicados algoritmos.

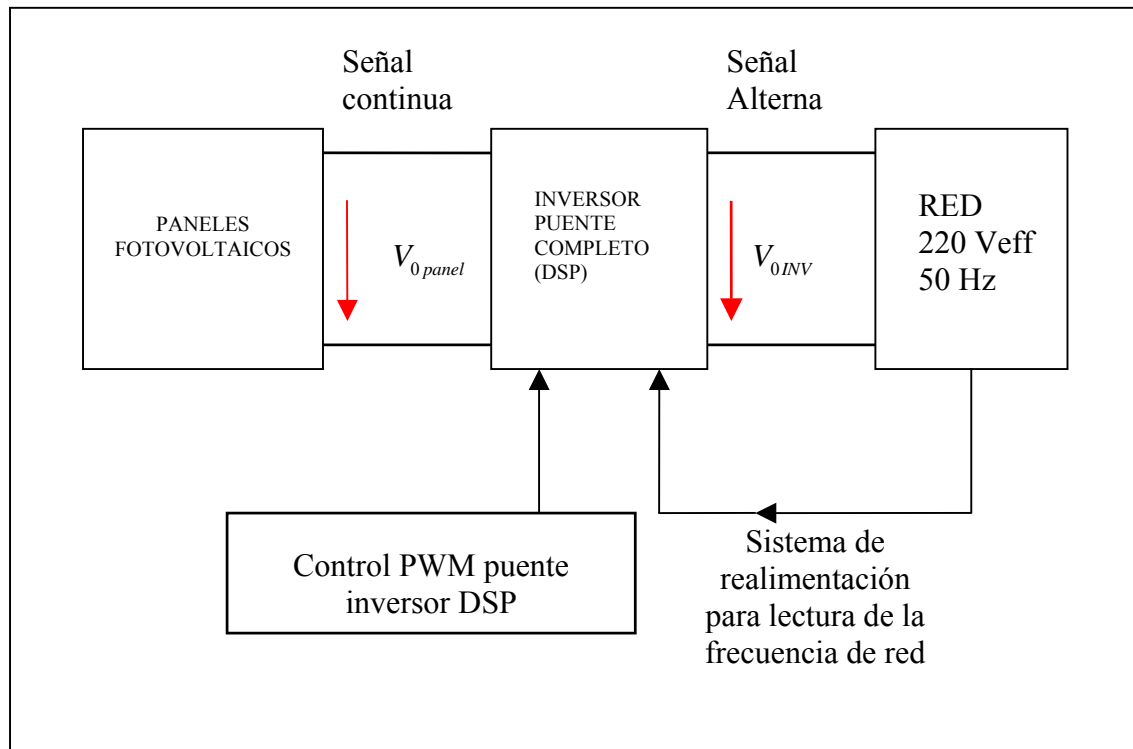
El programa trae múltiples ejemplos de diseños realizados por diferentes universidades, como incluso el MIT (**Instituto Tecnológico de Massachusetts**), donde se han desarrollado algunos programas de ejemplo. La interfaz visual de VisSim ofrece al usuario un método muy simple para desarrollar y construir, modificar y mantener modelos complejos; el motor de simulación proporciona rápidas y precisas soluciones para diseños de sistemas lineales, no lineales, sistemas continuos y discretos e híbridos.

Si los requerimientos del diseño se extienden más allá de lo contemplado en la librería de bloques de VisSim, se pueden incluir bloques de usuario escritos en C, Fortran o Pascal. Para el diseño de sistemas de control, VisSim provee de un entorno totalmente integrado que permitirá realizar todas las tareas de simulación y modelado sin escribir una sola línea de código. La versión profesional de VisSim (Professional VisSim), incluye el programa VisSim Viewer; se trata de una versión ejecutable de VisSim que permitirá distribuir todos los modelos de VisSim a usuarios finales que no dispongan de la versión de desarrollo. Mediante el Viewer podrán ejecutarse las



simulaciones, cambiar los parámetros de los bloques de la simulación y analizar escenarios del tipo ‘que pasaría sí...’ totalmente interactivos.

Al igual que el resto de controladores de esta familia ofrecen la ventaja de tener una arquitectura altamente integrada, para poder ser instalados en sitios con problemas de espacio. Están provistos de convertidores A/D, presentan opciones de control y comunicaciones periféricos y no son excesivamente caros.



**Fig. 2. 15 .Esquema general del diseño del inversor.**



## 2.9. Características de la familia C2000 de “Texas instruments”

- “Controladores digitales de señal”
- Microcontrolador con capacidad de proceso
- 150 MIPS
- Flash on chip
- Puertos I2C, SPI, SCI, CAN.
- Convertidores A/D

### 2.9.1. Familia TMS320C2000

Los controladores Digitales de Señales de mando y control de periféricos combinan la integración y la facilidad de uso de un microcontrolador (MCU) con la potencia de procesamiento y la eficiencia del lenguaje C. Todos los controladores C28x son 100% compatibles con convertidores avanzados y generadores PWM.

• **Controladores TMS320F283xx en coma flotante** –Estos controladores de señal digital de punto flotante operan a velocidades desde 150Mhz hasta 300Mhz tienen una memoria flash de 512KB.

• **Controladores TMS320F281x de punto fijo**– Son controladores de punto fijo de 32 bits con hasta 256KB de memoria flash y con un rendimiento de 150 MIPS. Con Pines compatibles para memoria ROM y RAM.



- **Controladores TMS320F280xx** -Son de punto fijo de 32 bits con controladores de hasta 256KB de memoria flash. El rendimiento llega a ser de hasta 100 MIPS en pastillas de 100 pines. Hay 12 tipos de la serie F280xx y todos ellas son pin a pin compatibles.

- **Controladores TMS320LF240x** – Tienen 16 bits y 40 MIPS de rendimiento. Se ofrecen con una arquitectura altamente integrada. Contienen memoria flash, y opciones de control y comunicaciones periféricos. No son excesivamente caros.

- **Controladores de TMS320F282xx de punto fijo** – Estos son controladores de punto fijo de 32 bits compatibles con el F283xx de punto flotante controladores. El conjunto de características con el F282xx son idénticas existiendo la compatibilidad pin a pin con esta familia.

#### **Características del controlador TMS320LF2407:**

- Controlador digital de señal de coma flotante con frecuencia de reloj de 40 MHz.
- RAM: 5 KB.
- Flash: 64KB.
- PWM: 16 canales.
- Convertidor A/D: 1-16 canales de 10 Bits.
- Tiempo de conversión A/D: 500 ns.
- Timers: 4 de 16 Bits.
- Alimentación del núcleo: 3,3 V.
- Alimentación de I/O: 3,3 V.
- Rango de temperaturas de funcionamiento (°C): -40 a 125.



### Características del controlador TMS320F28335:

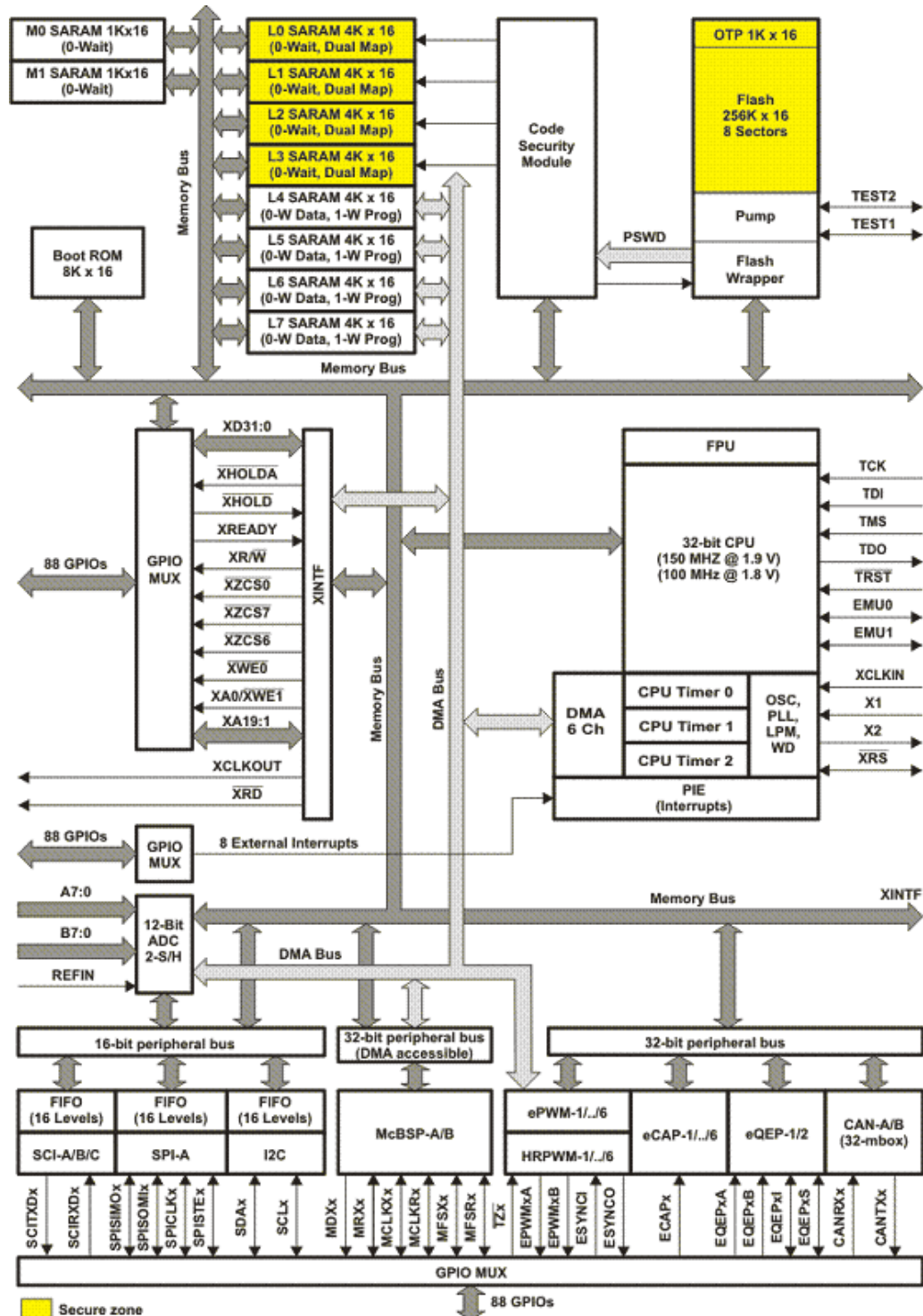


Fig. 2.16: Esquema TMS320F28335



La familia de DSP's **TMS320F283xx** es la generación de DSP's de coma flotante con mayor rendimiento dentro de la plataforma **TMS320C2000**. Posee un rendimiento superior a 150 millones de instrucciones por segundo (MIPS), con unas frecuencias de reloj que oscilan entre los 150 y los 300 MHz. Los dispositivos de la familia F283xx ofrecen soluciones rentables para aplicaciones que necesitan un alto rendimiento de procesamiento. Además, poseen la flexibilidad operacional de los controladores de alta velocidad a la vez de la capacidad numérica de los procesadores de array.

- Controlador digital de señal de coma flotante una frecuencia de reloj de 150MHz.
- RAM: 68KB.
- OTP ROM: 2KB.
- Flash: 512KB.
- DMA: 16 Canales.
- PWM: 18 canales.
- Convertidor A/D: 1-16 canales de 12 Bits.
- Tiempo de conversión A/D: 80 ns.
- Timers: 3 de 32 Bits.
- Alimentación del núcleo: 1,9 V.
- Alimentación de I/O: 3,3 V.
- Rango de temperaturas de funcionamiento (°C): -40 a 125.





## **2.10. Punto fijo Vs. punto flotante**

La principal ventaja que existe entre los procesadores de punto fijo o de coma flotante, es que mientras los de punto fijo tienen su hardware optimizado para aritmética entera, los DSP's de coma flotante soportan tanto aritmética entera como la real, normalizando la representación de datos en esta última en formato de notación científica específica, como se explica a continuación

Las ventajas a favor de los procesadores en coma flotante son su mayor precisión en la representación de los datos y su mayor facilidad de desarrollo de aplicaciones complejas. Así pues es apropiado para aplicaciones donde la precisión en los resultados resulta mucho más crítica que la velocidad de procesamiento.

La rutina de Coma flotante o punto flotante es un método de representación de números reales basado en la notación científica, esta notación se construye usualmente trasladando la coma decimal, mediante un exponente, hacia la posición de la primera cifra significativa del número real.

De esta forma, con un número dado de dígitos representativos se obtiene mayor precisión que con la coma fija, debido a que el valor de estos dígitos es siempre significativo sea el que sea el orden de magnitud del número a representar. Debido a esta adaptación, permite representar un rango mucho mayor de números (determinado por los valores límite que puede tomar el exponente).

Su uso es especialmente interesante en la informática pues permite trabajar con números decimales en rangos amplios, aunque también se usa el truncado de decimales.



### 2.10.1. Coma flotante de precisión simple. 32 bits.

Un número en punto flotante de precisión simple se almacena en una palabra de 32 bits.

Bit de signo	8bits=Exponente	23 bits = Mantissa
--------------	-----------------	--------------------

**Fig. 2. 16. Estructura binaria de coma flotante de 32 bits.**

Donde el primer bit de la palabra es el bit de signo (Para el signo: 0=Positivo ; 1=Negativo). Habiendo 8 bits para el exponente y 23 para la mantissa (representada por M en la ecuación 15). El exponente es a lo que se eleva la potencia para desplazar la coma a su posición original, y la mantissa es la cifra entera sin coma, que es la que posee la información.

$$C.F. = (+/-)M \cdot 10^{\text{exp}}$$

**Ecuación 5**

El exponente es desplazado en el un número en precisión simple, un exponente en el rango -126 a +127 es desplazado mediante la suma de 127 para obtener un valor en el rango 1 a 254. Cuando se interpreta el valor en punto flotante, el número es desplazado de nuevo para obtener el exponente real.



### 2.10.2. Coma flotante de precisión doble. 64 bits.

La precisión doble es esencialmente lo mismo exceptuando que los campos son de mayor tamaño (más bits por campo):

Bit de signo	11bits=Exponente	52 bits = Mantissa
--------------	------------------	--------------------

**Fig. 2. 17. Estructura binaria de coma flotante de 64 bits.**

Para los números normalizados, el exponente es desplazado +1023. Para números desnormalizados el exponente es -1022 (el mínimo exponente para un número normalizado no es 1024 porque los números normalizados tienen un bit a 1 delante del punto binario y los números desnormalizados no). Como antes, ambos infinitos y los ceros contienen signo.



### **2.10.3. Problemas con el diseño del inversor.**

Inicialmente para el diseño del inversor se empleo la DSP: TMS320LF2407, es un controlador de punto fijo de 16 bits, con una velocidad de procesamiento de hasta 40 Mhz, tienen integrada una memoria flash. Pero los algoritmos de control desarrollados en este proyecto emplean multitud de variables numéricas que precisan de una exactitud tal, que con un procesador de punto fijo no es suficiente.

Los programas han sido cargados inicialmente en la DSP TMS320LF2407. Pero debido a que estos algoritmos están compuestos por multitud de variables de punto flotante, no se ha conseguido realizar las pruebas por falta de capacidad de la tarjeta. También se ha intentado cambiar todas las variables de punto flotante por punto fijo, pero esto tampoco ha dado resultado. Por lo que finalmente se ha optado por remplazar esta DSP por el modelo: TMDXEZ28335, controlador de punto flotante de Texas Instruments perteneciente a también a la familia C2000, con una memoria RAM de 68 Kb y una velocidad de procesamiento, de 200Mhz.



## 2.10.4. Ventas y desventajas del uso de procesadores de punto fijo o coma flotante.

### 2.10.4.1. Precisión:

Supongamos que tenemos los siguientes números reales:

**5423,43; 0,08934 y 82349873,838.**

Tomando de éstos sus 6 dígitos significativos, su conversión a notación de coma flotante normalizada, en donde la coma decimal se sitúa a la derecha del primer dígito, se escribirán:

**$5,42343 \times 10^3$ ;  $08,934 \times 10^{-2}$  y  $8,23498 \times 10^7$**

Como se observa en estos ejemplos, la coma decimal se ha desplazado hacia la derecha o hacia la izquierda para obtener la misma estructura en la notación. La pérdida de información en el tercer caso es potencialmente notable, pero su error es solamente del 0,001%.

Sin embargo en coma fija con 4 dígitos para los enteros y 2 dígitos para los decimales se obtendría **5423,43; 0,08 y 9873,838**, donde se observa claramente que se ha perdido información importante en entornos no controlados de



La tabla con los resultados obtenidos es:

Cifra a representar	5423,43	0,08934	82349873,838
Punto Flotante	$5,42343 \times 10^3$	$08,934 \times 10^{-2}$	$8,23498 \times 10^7$
Error punto flotante	0%	0%	0,001%
Punto Fijo	5423,43	0,08	9873,838
Error punto fijo	0%	11,675 %	Número imposible de representar en esta precisión

**Fig. 2. 18: Tabla de precisiones**



#### **2.10.4.2. Margen dinámico**

El margen dinámico es el margen que hay desde el nivel de pico y el nivel de ruido de fondo. Indicado en dB. El margen dinámico conseguido mediante los procesadores en coma flotante es mucho mejor que el de los de punto fijo.

#### **2.10.4.3. Relación señal-ruido.**

El rango dinámico o margen dinámico se puede definir como el margen que hay entre el nivel de referencia y el ruido de fondo de un determinado sistema, medido en decibelios.

#### **2.10.4.4. Consumo, precio, y velocidad de procesado.**

En este apartado el punto fijo vence a la coma flotante. Las tarjetas basadas en cálculos de punto fijo son mucho más baratas que las de punto flotante. Y al ser la cantidad de cálculos que se han de realizar por unidad de tiempo en el punto fijo, el consumo y la velocidad de procesado es menor.



## 2.11. Elementos de una instalación fotovoltaica

### 2.11.1. Radiación solar

Es el conjunto de radiaciones electromagnéticas emitidas por el Sol. El Sol se comporta prácticamente como un cuerpo negro que emite energía siguiendo la ley de Plank a una temperatura de unos 6000 K. La radiación solar se distribuye desde el infrarrojo hasta el ultravioleta. No toda la radiación alcanza la superficie de la Tierra, pues las ondas ultravioletas, más cortas, son absorbidas por los gases de la atmósfera fundamentalmente por el ozono. La magnitud que mide la radiación solar que llega a la Tierra es la irradiancia, que mide la energía que, por unidad de tiempo y área, alcanza a la Tierra. Su unidad es el  $\text{W/m}^2$  (vatio por metro cuadrado).

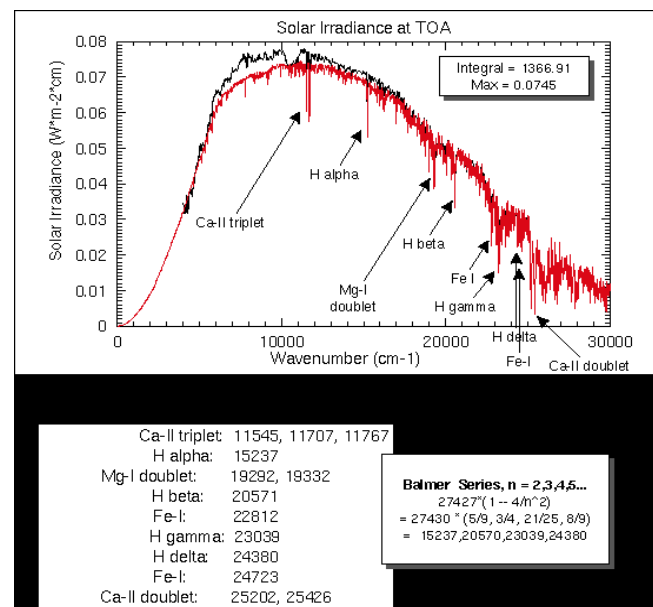


Fig. 2. 20: Radiación solar incidente sobre una placa solar fotovoltaica





### 2.11.2. Placas fotovoltaicas

Los **módulos fotovoltaicos** o **colectores solares fotovoltaicos** (llamados a veces paneles solares, aunque esta denominación abarca otros dispositivos) están formados por un conjunto de celdas (células fotovoltaicas) que producen electricidad a partir de la luz que incide sobre ellos. El parámetro estandarizado para clasificar su potencia se denomina potencia pico, y se corresponde con la potencia máxima que el módulo puede entregar bajo unas condiciones estandarizadas, que son:

- radiación de 1000 W/m<sup>2</sup>
- temperatura de célula de 25°C (no temperatura ambiente).

Las placas fotovoltaicas se dividen en:

- **Cristalinas**
- **Monocristalinas:** se componen de secciones de un único cristal de silicio (reconocibles por su forma circular u octogonal, donde los 4 lados cortos, si se observa, se aprecia que son curvos, debido a que es una célula circular recortada).
- **Policristalinas:** cuando están formadas por pequeñas partículas cristalizadas.
- **Amorfos:** cuando el silicio no se ha cristalizado.

Su efectividad es mayor cuanto mayores son los cristales, pero también su peso, grosor y coste. El rendimiento de las primeras puede alcanzar el 20% mientras que el de las últimas puede no llegar al 10%, sin embargo su coste y peso es muy inferior.



### 2.11.3. Conexiones en paralelo y serie

Conjunto completo, medioambientalmente protegido, de células interconectadas. En general las células tienen potencias nominales próximas a 1Wp, lo que quiere decir que con una radiación de 1000W/m<sup>2</sup> proporcionan valores de tensión de unos 0,5 V y una corriente de unos dos amperios.

Para obtener potencias utilizables para aparatos de mediana potencia, hay que unir un cierto número de células con la finalidad de obtener la tensión y la corriente requeridas.

Para tener más tensión hay que conectar varias células en serie. Conectando 36 (dimensiones normales, 7.6 cm de diámetro) se obtienen 18 V, tensión suficiente para hacer funcionar equipos a 12V, incluso con iluminaciones mucho menores de 1kW/m<sup>2</sup>. La unidad básica de las instalaciones fotovoltaicas es, pues, la placa fotovoltaica, que contiene entre 20 y 40 células solares; estas placas se conectan entre sí en serie y/o paralelo para obtener el voltaje deseado (12V, 14V, etc.).

Estas células interconectadas y montadas entre dos láminas de vidrio que las protegen de la intemperie constituyen lo que se denomina un módulo fotovoltaico.



### 2.11.4. Inversor

La función del inversor es convertir la corriente continua de la instalación fotovoltaica en corriente alterna para ser inyectada a la red de suministro.

Los dispositivos electrónicos que convierten la corriente continua en alterna y permiten por tanto:

- Utilizar receptores de CA en instalaciones aisladas de la red.
- Conectar los sistemas fotovoltaicos a la red de distribución eléctrica

Se pueden distinguir entre:

Inversores de conmutación natural. También son conocidos como inversores conmutados por la red, por ser esta la que determina el fin del estado de conducción en los dispositivos electrónicos. Su aplicación es para sistemas FV conectados a la red. Actualmente están siendo desplazados por los inversores de conmutación forzada tipo PWM, conforme se desarrollan los transistores de tipo IGBT para mayores niveles de tensión y corriente.

Inversores de conmutación forzada o auto-conmutados. Son para sistemas FV aislados. Permiten generar CA mediante conmutación forzada, que se refiere a la apertura y cierre forzados por el sistema de control. Pueden ser de salida escalonada (onda cuadrada) o de modulación por anchura de pulsos (PWM), con los que se pueden conseguir salidas prácticamente sinusoidales y por tanto con poco contenido de armónicos. Con los inversores tipo PWM se consiguen rendimientos por encima del 90%, incluso con bajos niveles de carga.



### **2.11.5. Cuadro de mando y protecciones**

El cuadro de mando y protecciones de una instalación solar fotovoltaica es un conjunto de aparatos situados en el origen de la instalación cuya finalidad es la protección, la seguridad y la maniobra, y consta de los siguientes elementos ( por orden de colocación en el cuadro ).

- Interruptor automático de corte omnipolar ( ICP-M ) y que está calibrado en función de la potencia contratada.
- Interruptor diferencial ( ID )
- Pequeños interruptores automáticos ( PIA ), en número igual al de circuitos interiores y de acuerdo con el grado de electrificación de la instalación fotovoltaica.
- Un borne de tierra para la verificación de aislamiento con respecto a tierra de los conductores activos de la instalación interior.

Estos aparatos se alojan en el interior de una caja que se empotrará en la pared, de forma que su cara frontal quede completamente libre y accesible y se adapte a las medidas UNESA 140.

### **2.11.6. Interruptor general**

El Interruptor General Automático (IGA), es el elemento encargado de proteger de sobrecargas o cortocircuitos la instalación eléctrica del sistema fotovoltaico . Evita que se queme la derivación individual en caso de tener una sobrecarga o cortocircuito. Es el elemento que se ha de utilizar para desconectar los circuitos en caso de reparaciones, ausencias largas, etc. El Interruptor General es independiente del interruptor para el control de potencia (ICP) y no puede ser sustituido por este.

El IGA sirve también para proteger los artefactos que estén acoplados al circuito, ya sea por sobrecargas o cortocircuito. Cuando la sobrecarga o el cortocircuito intenten sobrepasar la corriente nominal para la que esté diseñado, este Interruptor se abrirá de



manera automática, evitando posibles daños en los conductores o posibles puntos de ignición que provoquen incendios.

### 2.11.7. Contadores

El medidor eléctrico, medidor de consumo eléctrico o contador eléctrico, es un dispositivo que mide el consumo de energía eléctrica de un circuito o un servicio eléctrico, siendo esta la aplicación usual. Existen medidores electromecánicos y electrónicos. Los medidores electromecánicos utilizan bobinados de corriente y de tensión para crear corrientes parásitas en un disco que, bajo la influencia de los campos magnéticos, produce un giro que mueve las agujas de la carátula. Los medidores electrónicos utilizan convertidores analógico-digitales para hacer la conversión.

### 2.11.8. Embarrado, fusibles y Cableado

El **embarrado** son los elementos que se refieren a la conexión del cuadro eléctrico a la red que lo alimenta. En cuadros eléctricos de gran potencia el embarrado suele hacerse con "blindos", barras de cobre capaces de conducir grandes intensidades, de hasta 2000 Amperios en Media Tensión o hasta 90.000 Amperios en Alta Tensión. Dichos blindos pueden tener forma de pletina o tubular y su sección será la suficiente como para permitir una caída de tensión pequeña, del orden del 0,5% entre transformadores y cuadro general, por ejemplo.

Se denomina **fusible** a un **dispositivo**, constituido por un soporte adecuado, un filamento o lámina de un metal o aleación de bajo punto de fusión que se intercala en un punto determinado de una instalación eléctrica para que se funda, por *Efecto Joule*, cuando la intensidad de corriente supere, por un cortocircuito o un exceso de carga, un determinado valor que pudiera hacer peligrar la integridad de los conductores de la instalación fotovoltaica con el consiguiente riesgo de incendio o destrucción de otros elementos.



El **cableado** es el sistema colectivo de cables, canalizaciones, conectores, etiquetas, espacios y demás dispositivos que deben ser instalados para establecer una conexión y alimentación de todos los equipos eléctricos y electrónicos que componen el inversor. Las características e instalación de estos elementos se debe hacer en cumplimiento de estándares para que califiquen como cableado estructurado. El apego de las instalaciones de cableado estructurado a estándares trae consigo los beneficios de independencia de proveedor y protocolo (infraestructura genérica), flexibilidad de instalación, capacidad de crecimiento y facilidad de administración.

### 2.11.9. Sistema de almacenamiento

La característica de operación más importante de una batería en un sistema solar fotovoltaico es el ciclado. Durante un ciclo diario la batería se carga durante el día y se descarga durante la noche. Sobrepuesto al ciclado diario hay un ciclo estacional, que está asociado a períodos de reducida disponibilidad de radiación. Estos ciclos, junto con otros parámetros operativos (temperatura ambiente, corriente, voltaje, etc.), afectan a la vida de la batería y a los requisitos de mantenimiento. Para maximizar la vida útil de las baterías de plomo-ácido, hay que evitar las siguientes condiciones operativas:

- Altos voltajes durante la carga (para prevenir la corrosión y la pérdida de agua).
- Bajos voltajes durante la descarga (corrosión)
- Descargas profundas (sulfatación, crecimiento de dendritas)
- Períodos extensos sin recargas totales (sulfatación)
- Temperaturas altas de la batería (todos los procesos de envejecimiento se aceleran)
- Estratificación del electrolito (sulfatación)
- Corrientes de carga muy bajas (sulfatación)



Estas reglas conducen a especificaciones para el dimensionamiento (tanto de la batería como del generador fotovoltaico) y para los procedimientos de protección de la batería (reguladores de carga). Sin embargo, hay que señalar que algunas de las reglas están en contradicción con otras (por ejemplo, las cargas completas necesitan de altos voltajes pero los altos voltajes aceleran la corrosión), por lo que hay que buscar soluciones de compromiso que tengan en cuenta las condiciones locales: radiación solar, precios e impuestos de las baterías y los módulos fotovoltaicos, fabricación local, infraestructura de reciclado, etc. Quizás esto explica la falta de consenso que, sobre este aspecto, muestran las diferentes fuentes de información (normas, expertos, etc.) consultadas durante la preparación de este proyecto.



## 2.12. Consideraciones generales para la conexión del sistema a una red eléctrica

### 2.12.1. Tensión de rizado en la salida del inversor

El rizado, algunas veces llamado fluctuación o ripple (del inglés), es una pequeña componente de alterna que permanece tras rectificarse una señal. El rizado El rizado puede reducirse notablemente mediante un filtro de condensador este proceso es llamado a veces "filtrar", y debe entenderse como la reducción a un valor mucho más pequeño de la componente alterna remanente tras la rectificación, pues, de no ser así, la señal resultante incluye un zumbido a 60 ó 50 Hz muy molesto, por ejemplo, en los equipos de audio.

El rizado usualmente se cuantifica mediante el factor de rizado y se calcula como el valor eficaz del voltaje de rizado sobre el voltaje en continua medio, por 100. El factor de rizado suele establecerse sobre el 10% o menos, siempre dependiendo de la aplicación.

$$F_r = \frac{(V_r)_{ef}}{V_o} 100$$

Ecuación 6. Factor de rizado





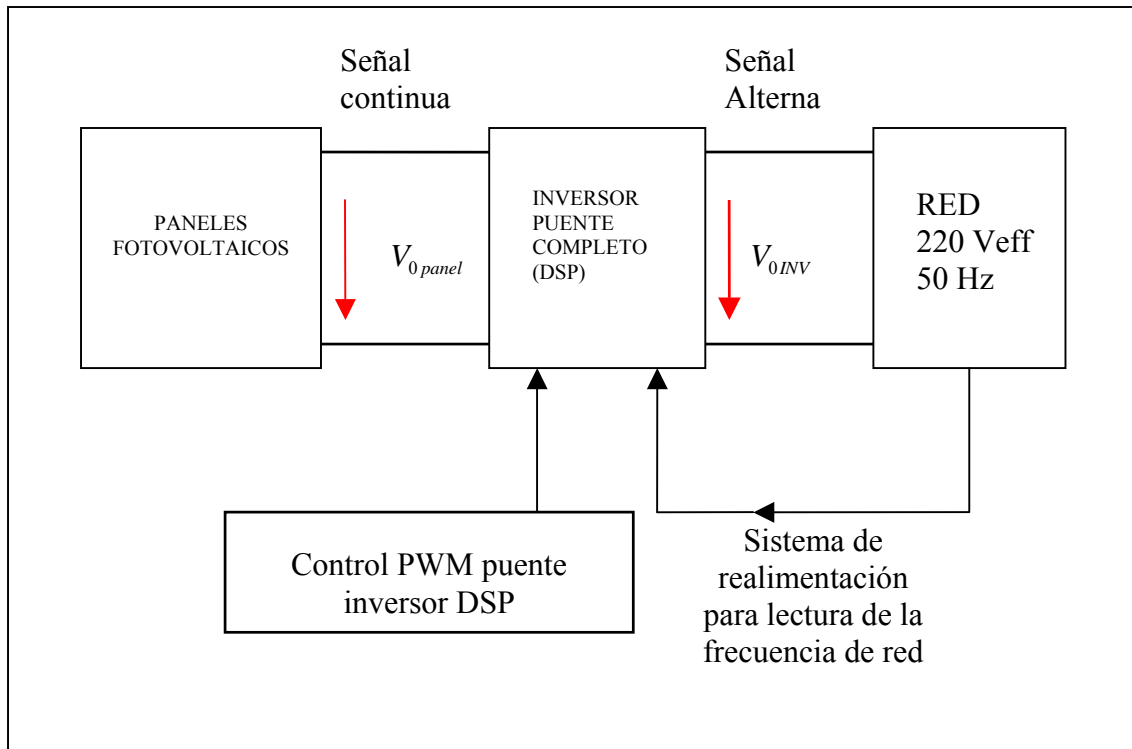
La fórmula para calcular el voltaje de rizado de una fuente rectificada y filtrada es la siguiente:

$$(V_r)_{pp} = \frac{I_L}{fC}$$

**Ecuación 7. Tensión de rizado**

Donde:

- $V_r$  es el voltaje de rizado de pico a pico. Recordar que.
- $I_L$  es la corriente continua que demanda la carga.
- $f$  es la frecuencia del rizado. Esta frecuencia es igual a  $f_{red}$  en un rectificador de media onda e igual a  $2f_{red}$  en un rectificador de onda completa.
- $C$  es la capacidad del condensador.



**Fig. 2. 19 .Esquema general del diseño del inversor.**

En la figura 2.19 se muestra el esquema general de un inversor monofásico alimentado por una fuerza electromotriz, y con una inductancia conectada en la salida, caso que se asemeja a la conexión del panel a una red eléctrica de suministro, actuando el inversor como generador de energía.

Aunque la salida del inversor es sinusoidal, solo serán responsables de la transferencia de energía hacia la carga (red), la componente senoide del primer armónico o fundamental de la tensión y corriente de salida del inversor.

Se puede separar la componente armónica de la frecuencia fundamental, del resto de sus componentes, y anularla, que es la causante de que se produzca un rizado. Para el control del puente inversor, se ha decidido emplear un control PWM, ya que se



consigue una disminución importante de las tensiones de rizado en la salida del puente, respecto a los inversores de onda cuadrada. La cantidad de armónicos contaminantes de la señal es notablemente menor. Al modular mediante PWM las frecuencias empleadas para modular el puente son altas frecuencias, Esto muestra la ventaja de trasladar las componentes armónicas a frecuencias altas, reduciendo las pérdidas en la salida. Hay que tener en cuenta que las pérdidas de conmutación también dependen de la frecuencia de conmutación.

### **2.12.2. Aislamiento galvánico en instalaciones solares**

La siguiente frase se ha extraído textualmente del artículo 12 del REAL DECRETO 1663/2000, de 29 de septiembre, sobre conexión de instalaciones fotovoltaicas a la red de baja tensión:

“La instalación deberá disponer de una separación galvánica entre la red de distribución de baja tensión y las instalaciones fotovoltaicas, bien sea por medio de un transformador de aislamiento o cualquier otro medio que cumpla las mismas funciones, con base en el desarrollo tecnológico.”

El aislamiento galvánico se usa para evitar el paso de la corriente entre partes de un dispositivo o sistema. El motivo puede ser por las diferencias de potencial existentes entre ambos dispositivos, o por protección. Por ejemplo, si se quiere enviar una señal eléctrica entre diferentes partes de un edificio muy grande, o entre edificios, siempre habrá diferencias de potencial entre las tierras y los neutros, que pueden llegar incluso a decenas de voltios. Para evitar que se dañen los componentes electrónicos de las interconexiones y evitar además los cortocircuitos, se usan transformadores de aislamiento galvánico o fibra óptica.

Se denomina transformador a una máquina eléctrica que permite aumentar o disminuir la tensión en un circuito eléctrico de corriente alterna, manteniendo la



## **Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---

frecuencia. La potencia que ingresa al equipo, en el caso de un transformador ideal, esto es, sin pérdidas, es igual a la que se obtiene a la salida. Las máquinas reales presentan un pequeño porcentaje de pérdidas, dependiendo de su diseño, tamaño, etc.



### **3. Diseño del inversor**

En el apartado que se expone a continuación, se va a desarrollar el proceso que se ha seguido para diseñar el inversor, y todos los sistemas auxiliares que lo componen. El desarrollo se explica paso a paso, con los condicionantes de los criterios empleados, así como el por qué de estos criterios.

### 3.1. Elección del inversor

La función de un inversor es cambiar una señal de entrada de corriente continua, a una señal de salida de corriente alterna, con el valor eficaz y frecuencia correspondiente que este demandando la red en el instante determinado. En la aplicación a desarrollar el inversor se usa para convertir la corriente continua generada por unos paneles solares fotovoltaicos y poder ser inyectada a la red eléctrica.

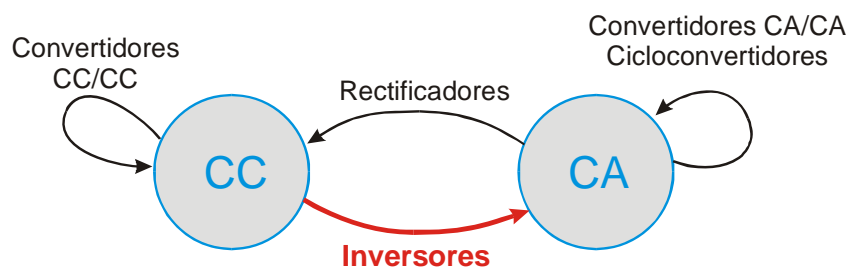


Fig. 3. 1: Tipos de convertidores

La razón por la que se emplea la CA para la distribución de la energía, en lugar de la CC es por su capacidad de transformación, la CA es muy fácil de aumentar y disminuir con sencillos transformadores.

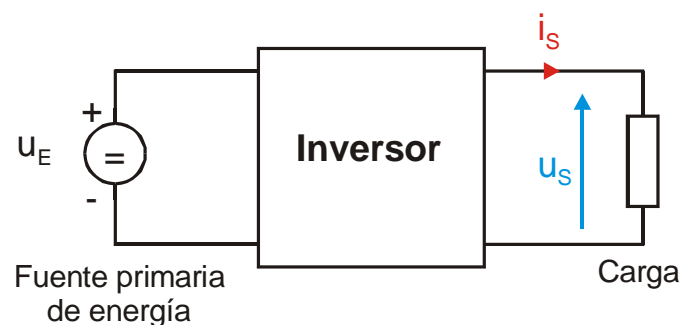
Respecto a las pérdidas de energía, estas se tienden a reducir del siguiente modo; la energía que se consume en un conductor es directamente proporcional al producto de la intensidad, la tensión, y el tiempo, pero las pérdidas que se producen en el conductor están relacionadas con la intensidad que circula por el mismo. A más intensidad más



perdidas y viceversa. Las pérdidas se producen por calentamiento del conductor, el denominado “efecto Joule”, por histéresis y por corrientes de Foucault. Por este modo si conseguimos reducir al mínimo posible la intensidad, las pérdidas se reducirán en igual proporción. Aumentando la tensión en las líneas de transporte, y disminuyendo la intensidad se consigue transportar la misma energía minimizando las pérdidas.

Al llegar a los consumidores las tensiones se disminuyen hasta los 220V<sub>eff</sub> de CA, por un tema de comodidad y seguridad. Es más segura para las personas la corriente alterna.

Los inversores pueden ser utilizados en una gran variedad de aplicaciones, desde pequeñas fuentes de alimentación para computadoras, hasta aplicaciones industriales para instalaciones de alta potencia. Un inversor simple consta de una señal de control de un transistor, el cual es utilizado para interrumpir la corriente entrante y generar una onda cuadrada. Una vez que se consigue la onda cuadrada esta puede ser filtrada para suavizar su forma, haciéndola parecer un poco más una onda sinusoidal y produciendo el voltaje de salida necesario. Las formas de onda de salida del voltaje de un inversor ideal deberían ser sinusoidales.



**Fig. 3. 2: Esquema simplificado de un inversor**



Es posible producir una llamada "onda sinusoidal modificada", la cual es generada a partir de tres puntos: uno positivo, uno negativo y uno de tierra. Una circuitería lógica se encarga de activar los transistores de manera que se alternen adecuadamente. Inversores de onda sinusoidal modificada pueden causar que ciertas cargas, como motores, por ejemplo; operen de manera menos eficiente. Inversores más avanzados utilizan la modulación por ancho de pulsos con una frecuencia portadora mucho más alta para aproximarse más a la onda seno o modulaciones por vectores de espacio mejorando la distorsión armónica de salida. También se puede predistorsionar la onda para mejorar el factor de potencia ( $\cos \Phi$ ).

Los inversores de alta potencia, en lugar de transistores utilizan un dispositivo de conmutación llamado IGBT's (Insulated Gate Bipolar transistor ó Transistor Bipolar de Puerta Aislada).





## 3.2. Aplicaciones del inversor

En este proyecto como se ha explicado ya anteriormente, la aplicación en la que se va a emplear el inversor es para un sistema de placas fotovoltaicas, ya que estas placas generan corriente de forma continua, y es necesario transformar esta energía para su utilización y transporte. Además de esto, los inversores se emplean para otro tipo de aplicaciones tales como:

- Sistemas autónomos: Aquellos que obtienen su energía a partir de baterías.
- SAI: Sistema de alimentación in-interrumpidas. En este caso se requiere que, a partir de corriente continua previamente almacenada en baterías, se obtenga una tensión alterna para la alimentación de centros de consumo donde una pérdida de energía momentánea sería crítico para el sistema.
- Control de velocidad de motores AC. La alimentación se obtiene a partir de la tensión de red, obteniendo una etapa intermedia de tensión continua. A continuación se coloca el inversor para variar la velocidad del motor.



### 3.3. Topología del inversor

-Clasificación de inversores por el tipo de topología:

- Monofásicos
  - Medio puente
  - Puente completo
  - Push-Pull
- Trifásicos
  - Puente trifásico

-Clasificación de inversores por el tipo de modulación:

- No modulados
- Modulados
  - Variación del ancho de pulso: Desplazamiento de fase
  - Modulación del ancho de pulso (PWM)
    - Bipolar
    - Unipolar

Concepto: Modular una señal consiste en modificar alguna de las características de esa señal, llamada portadora, de acuerdo con las características de otra señal llamada moduladora.

El objetivo de modular una señal, es tener un control sobre la misma. El control se hará sobre ciertos elementos característicos de una oscilación continua; estos son modificados según la forma de onda de la señal que se desea transmitir.



Los parámetros o magnitudes fundamentales de una señal analógica son:

**Amplitud**

**Frecuencia**

**Fase**

Actualmente existe una gran cantidad de tipos de modulación. Algunos son producto de la combinación de varias técnicas de modulación.

En muchas aplicaciones industriales, para controlar el voltaje de salida de los inversores, se necesita con frecuencia:

- Hacer frente a las variaciones del voltaje de entrada de cortocircuito.
- Regular el voltaje de los inversores.
- Satisfacer continuamente los requisitos de control de voltaje y frecuencia constantes.

Existen diversas técnicas para variar la ganancia del inversor, pero el método más eficiente de controlar la ganancia, y con ella el voltaje de salida, es incorporar control por modulación por ancho de pulsos (PWM) en los inversores. Las técnicas que se usan con frecuencia son.



- Modulación por ancho de un solo pulso: En el control de modulación por ancho de un solo pulso, sólo existe un pulso por cada medio ciclo, y se hace variar su ancho para controlar el voltaje de salida del inversor. Las señales de disparo se hacen comparando una señal de referencia rectangular, de amplitud  $A_r$ , con una onda portadora triangular de amplitud  $A_c$ . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. El voltaje instantáneo en la salida viene determinado por:

$$V_0 = V_s (V_{g1} - V_{g4})$$

**Ecuación 8**

$$M = \frac{A_r}{A_c}$$

**Ecuación 9**

- Modulación por ancho de pulso sinusoidal: El método de control que se va emplear en este proyecto es el do
  - Modulación por ancho de pulso sinusoidal modificado.
  - Control por desplazamiento de fase.



### 3.3.1. Inversores de onda cuadrada

Es el esquema de conmutación más sencillo es el que genera una tensión de salida cuadrada. La conmutación de los interruptores será S1&S2 y S3&S4 respectivamente, consiguiendo a la salida una señal de onda cuadrada que oscila entre  $-V_d$  y  $V_d$ .

Aunque la salida no es sinusoidal, una señal alterna simplemente es valida para muchas aplicaciones de baja potencia (Iluminación, electrodomésticos). Pero la señal que produce este tipo de inversores no es útil para aplicaciones de alta potencia.

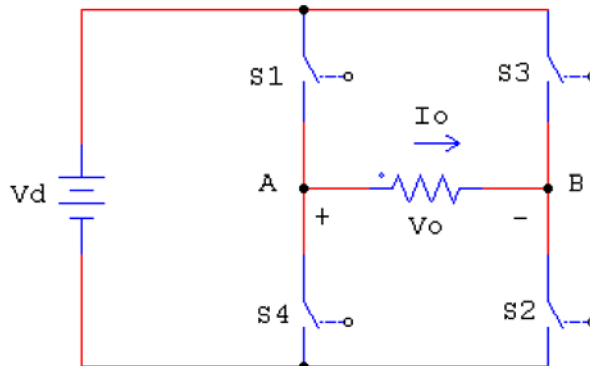


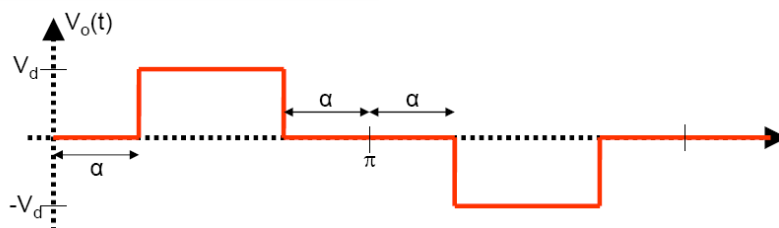
Fig. 3.4: Topología de inversor en puente completo

Las posibilidades de conexión de un inversor en puente completo como el que se observa en la figura 3.4 son:



- Si conducen S1 y S2  $\rightarrow V_o = V_d$
- Si conducen S1 y S3  $\rightarrow V_o = 0$
- Si conducen S3 y S4  $\rightarrow V_o = -V_d$
- Si conducen S4 y S2  $\rightarrow V_o = 0$
- Si conducen S1 y S4  $\rightarrow$  Cortocircuito
- Si conducen S3 y S2  $\rightarrow$  Cortocircuito

Una de las principales desventajas de los inversores de onda cuadrada es el elevado valor del armónico 3° de la tensión de salida. Para mejorar la calidad de la onda de salida, y por lo tanto que haya **un THD** menor, se puede modificar la forma de onda variando el esquema de conmutación de los transistores, y estableciendo un punto muerto de  $2\alpha$  Sg. cada medio ciclo como se observa en la **figura 3.5**.



**Fig. 3.5: Eliminación del tercer armónico**

### 3.3.2. Inversor por control PWM unipolar

En este tipo de modulación existen dos señales sinusoidales de control, una es la opuesta de la otra. Con esto se consigue mejorar el contenido armónico de la señal, eliminando componentes que no son eficientes en lo que a potencia se refiere.

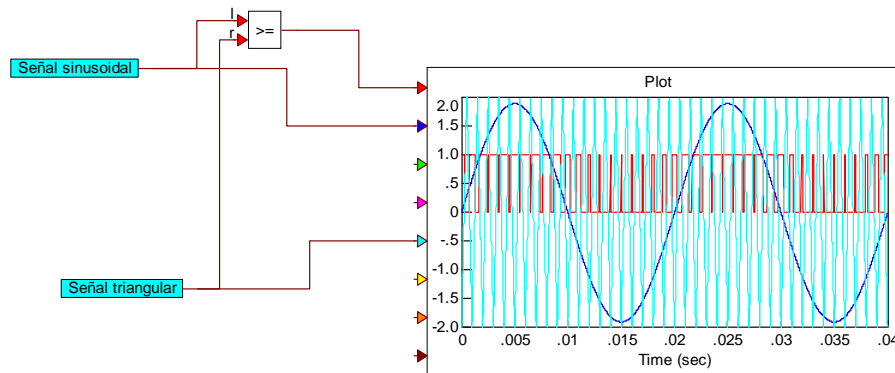


Fig. 3.5: Algoritmo de señales de control en VisSim

Existen dos señales moduladoras de referencia: Vcontrol A y Vcontrol B

- Si  $V_{control A} > V_{triangular} \rightarrow S1 \text{ ON}$
- Si  $V_{control A} < V_{triangular} \rightarrow S4 \text{ ON}$
- Si  $V_{control B} < V_{triangular} \rightarrow S2 \text{ ON}$
- Si  $V_{control B} > V_{triangular} \rightarrow S3 \text{ ON}$

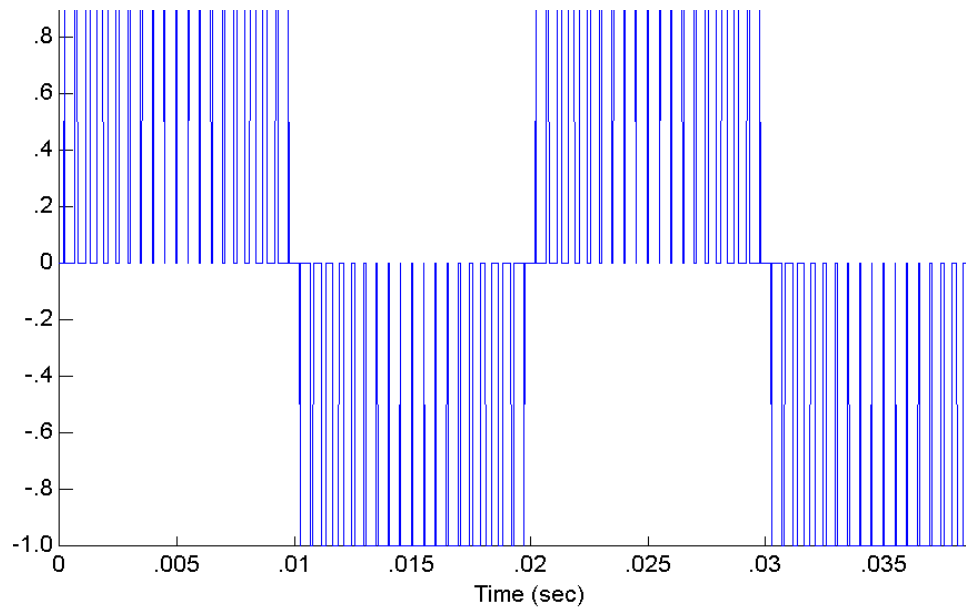


Fig. 3.6: Modulación PWM unipolar

Respecto a los armónicos producidos en este tipo de modulación, se anulan los armónicos en las cercanías de la frecuencia de la triangular y sus múltiplos impares (**mf**, **3mf**,...). En la gráfica se observa, como en los múltiplos impares de la señal triangular, se anulan los armónicos. En este caso **mf=1000Hz**, se puede observar como en 1mf, 3mf, 5mf, los armónicos se cancelan, y en **2mf, 4mf, 6mf**, se acentúan.



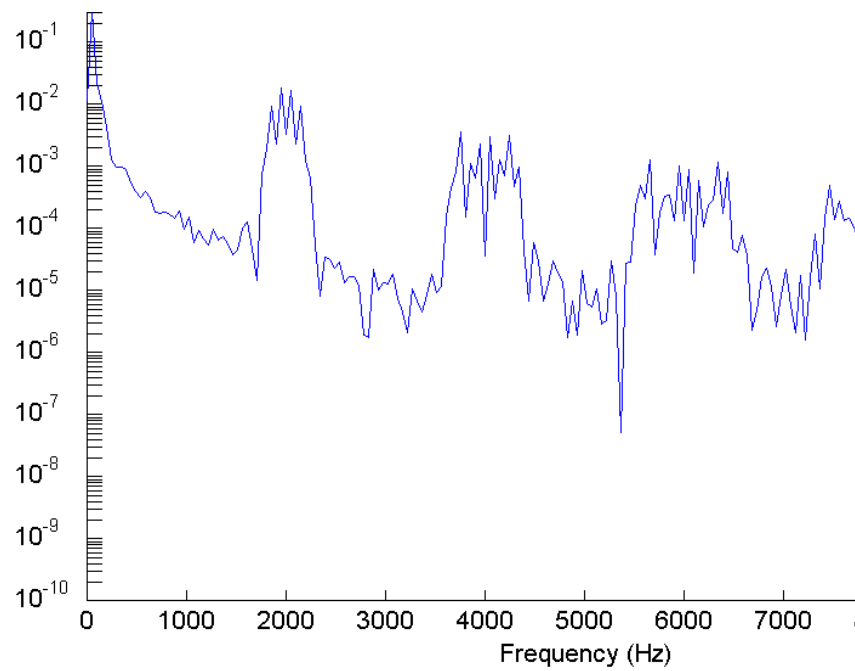


Fig 3.7: Contenido Logarítmico de Armónicos en modulación PWM unipolar

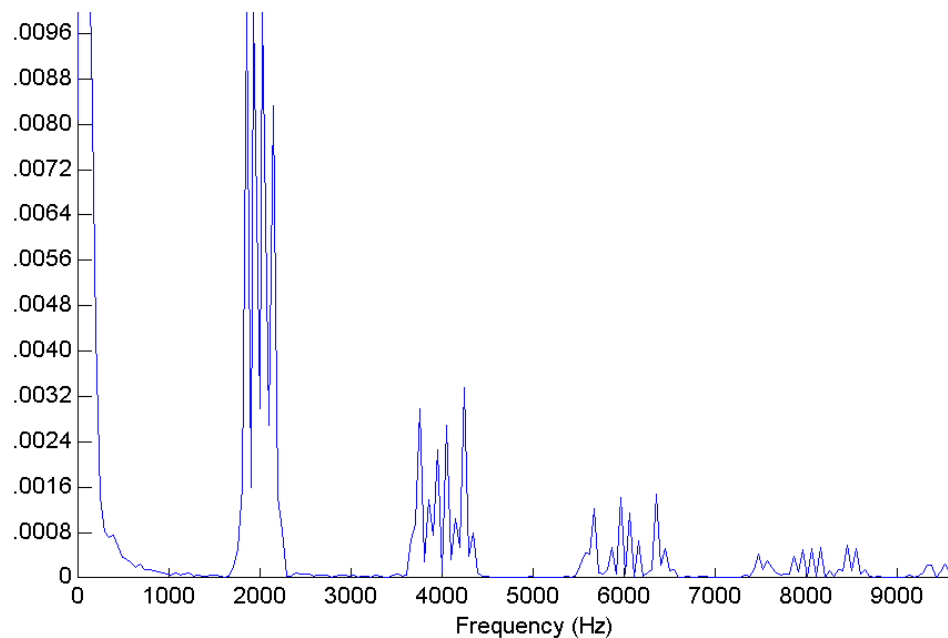


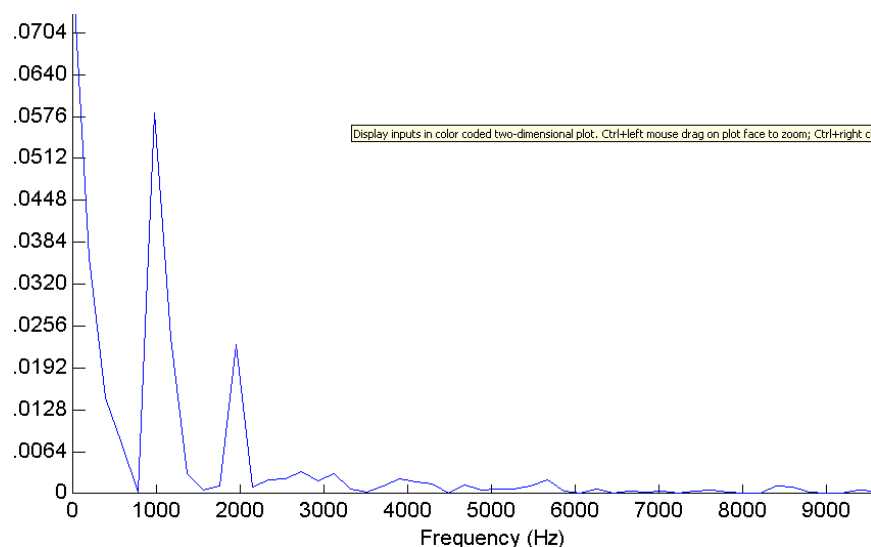
Fig 3.8: Contenido de Armónicos en modulación PWM unipolar



### 3.3.3. Inversor por control PWM bipolar

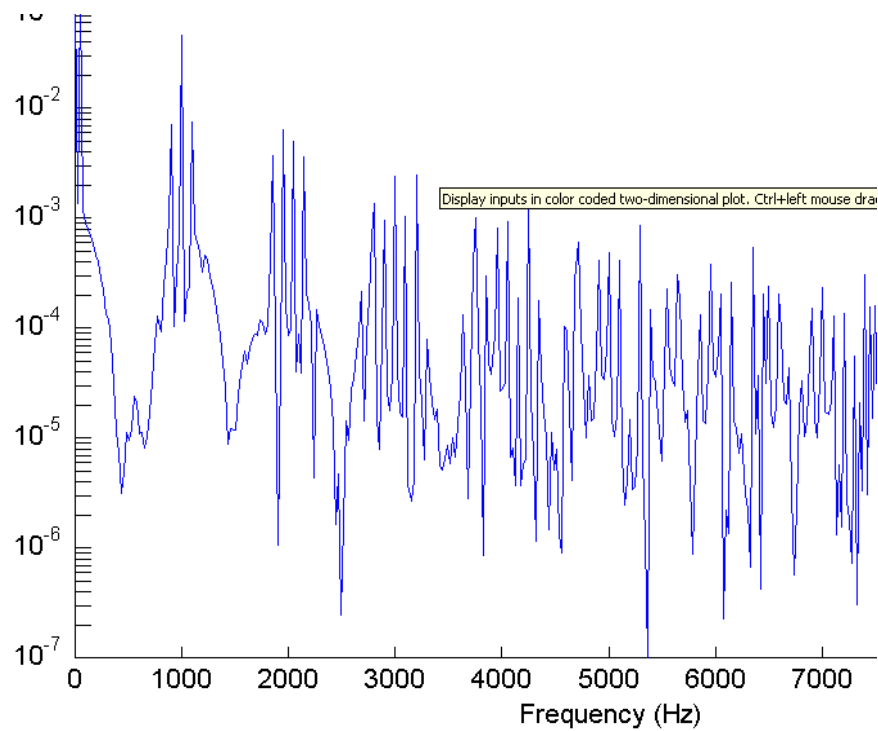
En este tipo de inversores, el control se va a realizar con una sola señal de control. La tensión en la salida del puente inversor dependerá de los estados de los interruptores que están gobernados según lo siguiente:

- Si  $V_{control} > V_{tri} \rightarrow V_o = +V_d$  (S1 y S2 ON)
- Si  $V_{control} < V_{tri} \rightarrow V_o = -V_d$  (S3 y S4 ON)



**Fig 3.9 Contenido de Armónicos en modulación PWM bipolar**

Respecto a los armónicos producidos en este tipo de modulación, se acentúan los armónicos en las cercanías de la frecuencia de la triangular y sus múltiplos ( $mf$ ,  $2mf$ ,  $3mf$ ...). En la gráfica se observa, como en los múltiplos de la señal triangular, se acentúan los armónicos. En este caso  $mf=1000\text{Hz}$ . Como conclusión decir que en esta modulación existe más contenido de armónicos que en el caso de la unipolar. Esto genera una ventaja considerable a la hora de escoger el método de control para el puente inversor. La modulación unipolar es considerablemente más apta para nuestro sistema.



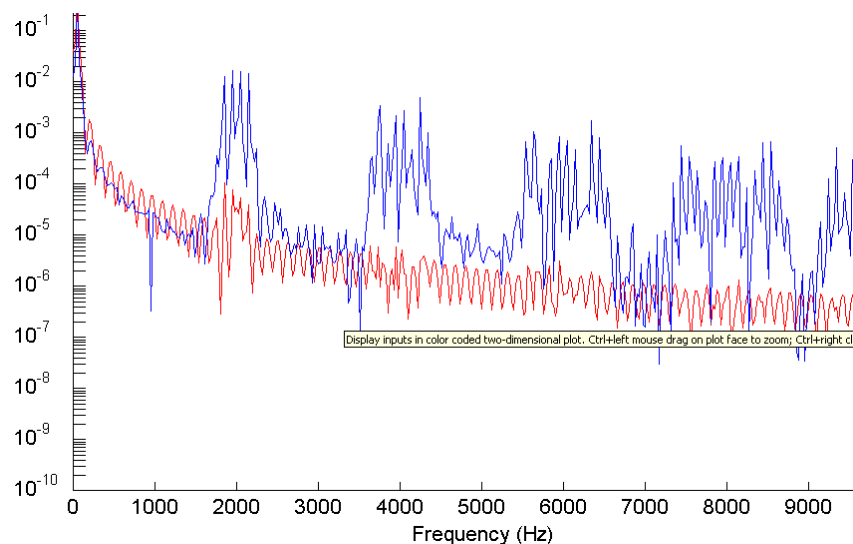
**Fig 3.10: Contenido logarítmico de Armónicos en modulación PWM bipolar**



### 3.3.4. Tratamiento de los armónicos

Índice de modulación de frecuencia (mf): La serie de Fourier de la tensión de salida PWM tiene una frecuencia fundamental que es la misma que la señal de referencia. Las frecuencias armónicas existen en y alrededor de los múltiplos de la frecuencia de conmutación. Los valores de algunos armónicos son bastantes grandes, a veces mayores que la componente fundamental. Como estos armónicos se encuentran en frecuencias altas, para eliminarlos puede bastar un simple filtro paso bajo. El índice de modulación (mf) se define como la relación entre las frecuencias de las señales portadora y de referencia.

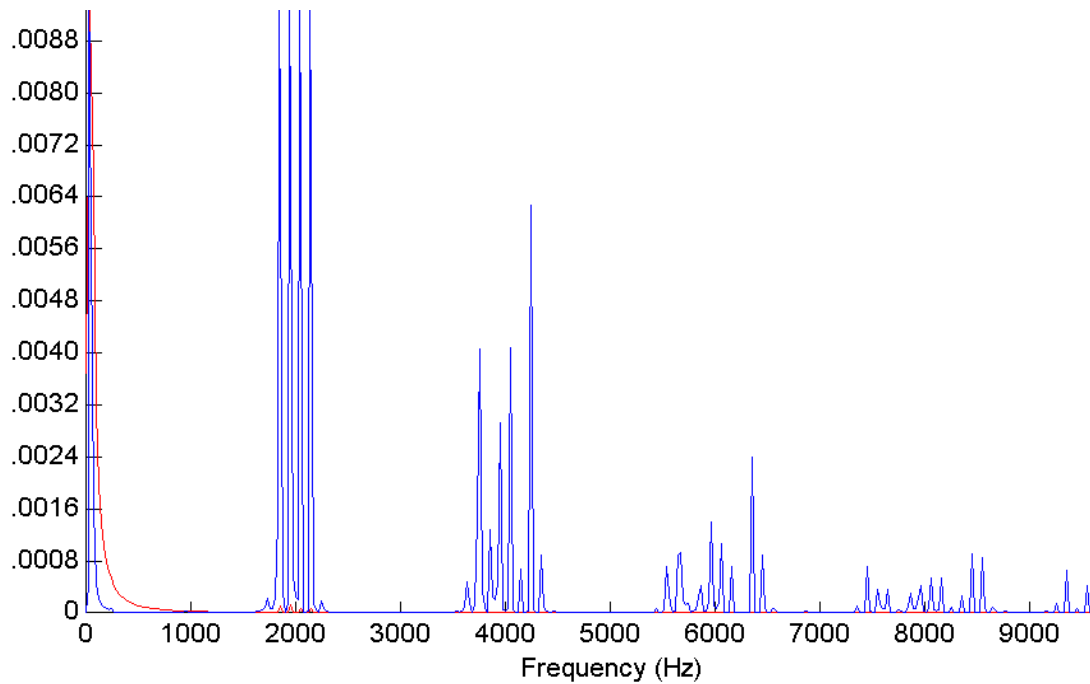
En la **figura 3.11 y 3.11**, se muestra en la gráfica roja como, el contenido de armónicos respecto a la señal original, la azul, disminuye notablemente. No se produce el fenómeno resonante en las frecuencias múltiplo de la frecuencia fundamental.



**Fig 3.11: Filtrado logarítmico de Armónicos en modulación PWM unipolar**



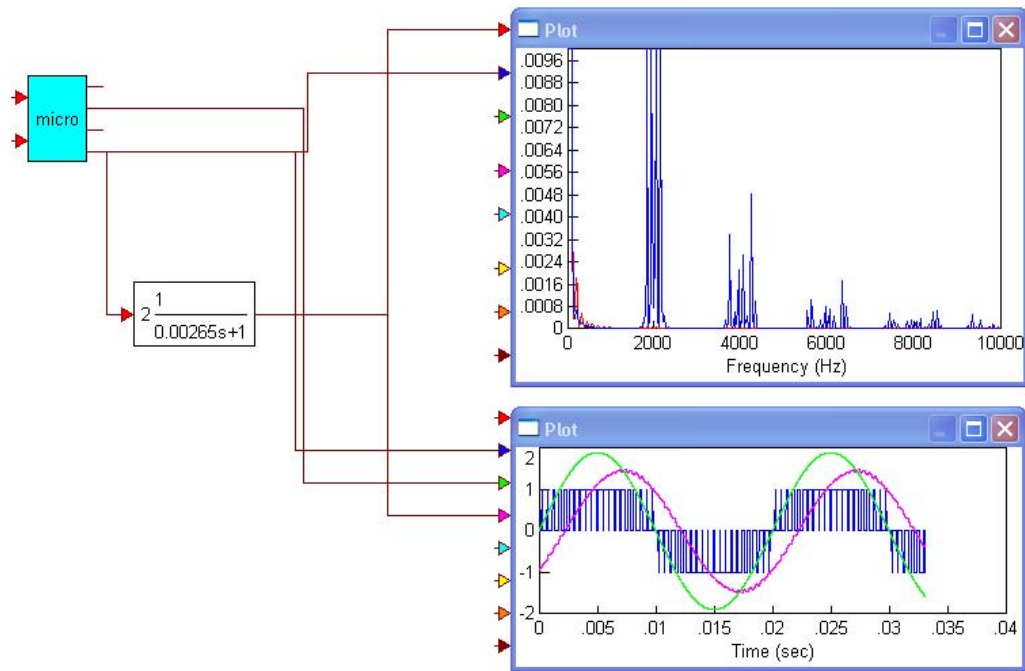
En la **gráfica 3.12**, se ve claramente la eliminación de los armónicos, al filtrar la señal con un sencillo filtro paso bajo RC.



**Fig 3.12: Filtrado de Armónicos en modulación PWM unipolar**



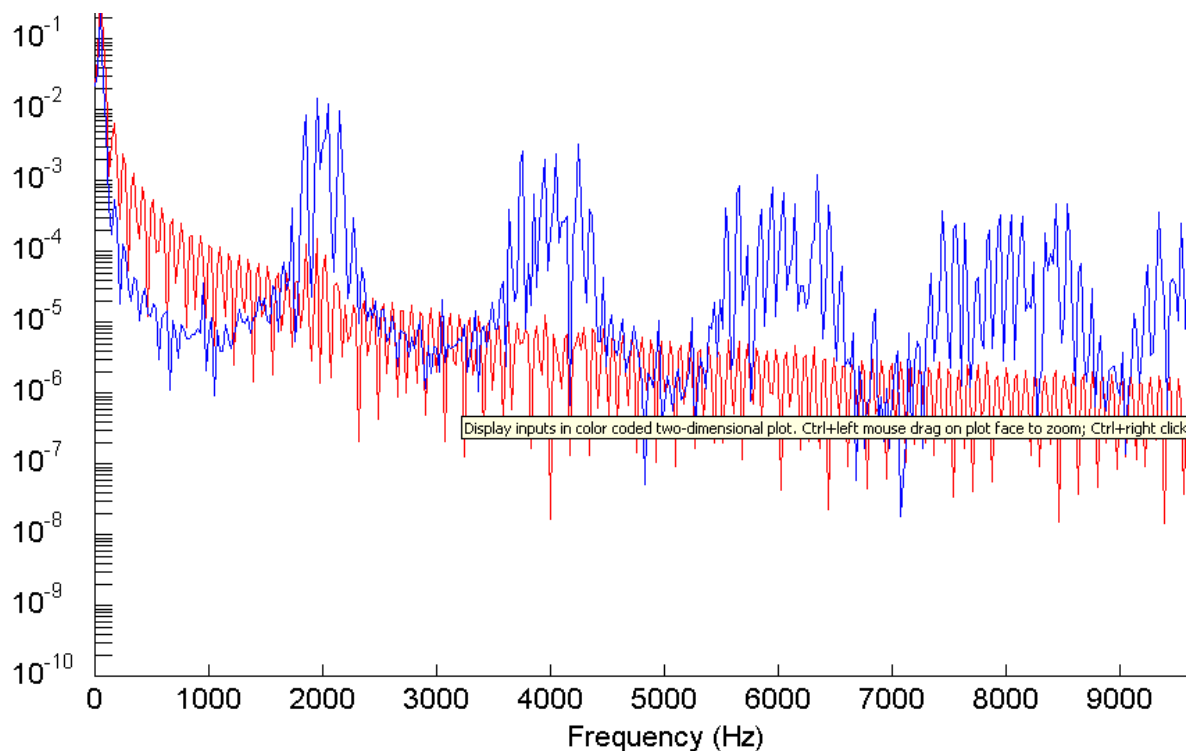
El esquema del filtrado de la señal sería el de la **figura 3.13**, donde se puede apreciar la función de transferencia del filtro RC:



**Fig 3.13: Esquema de filtro de Armónicos en modulación PWM unipolar**



En el caso de la modulación unipolar ocurre lo mismo. Empleando el mismo filtro que en el caso anterior, se observa una disminución de los armónicos, en la gráfica roja, con respecto a la gráfica azul sin filtrar.



**Fig 3.14: Filtrado logarítmico de Armónicos en modulación PWM unipolar**

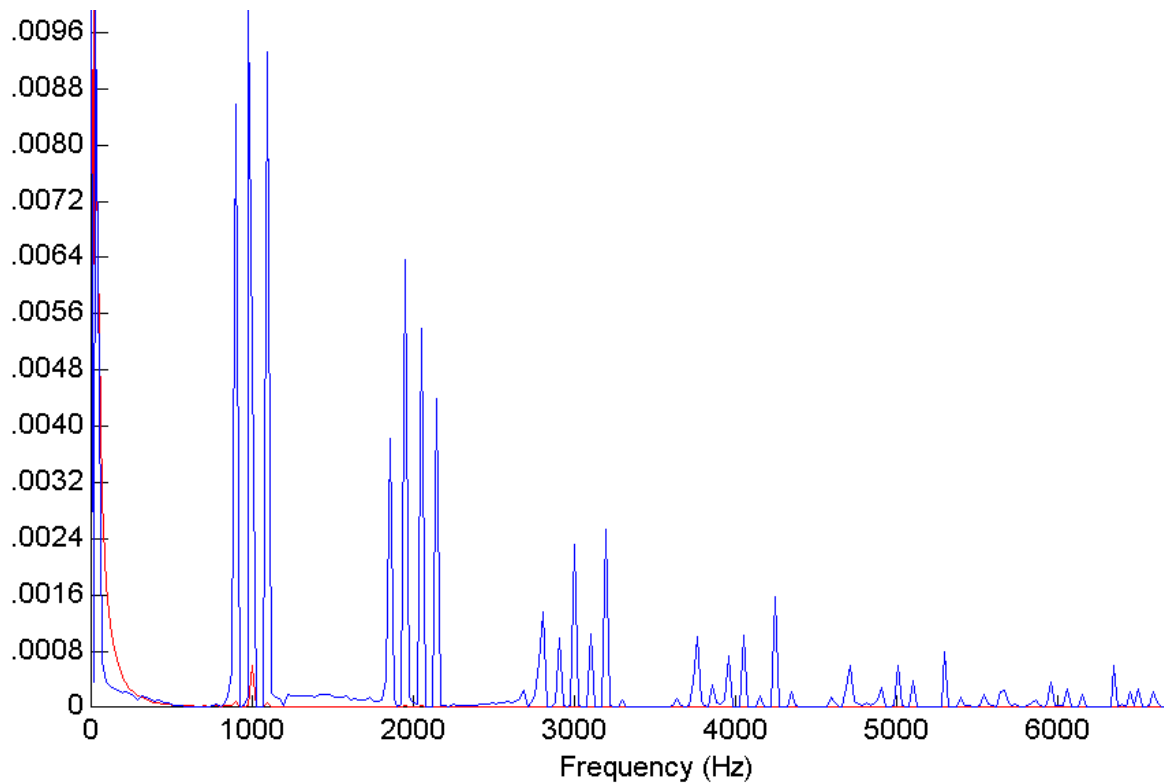


Fig 3.15: Filtrado logarítmico de Armónicos en modulación PWM bipolar

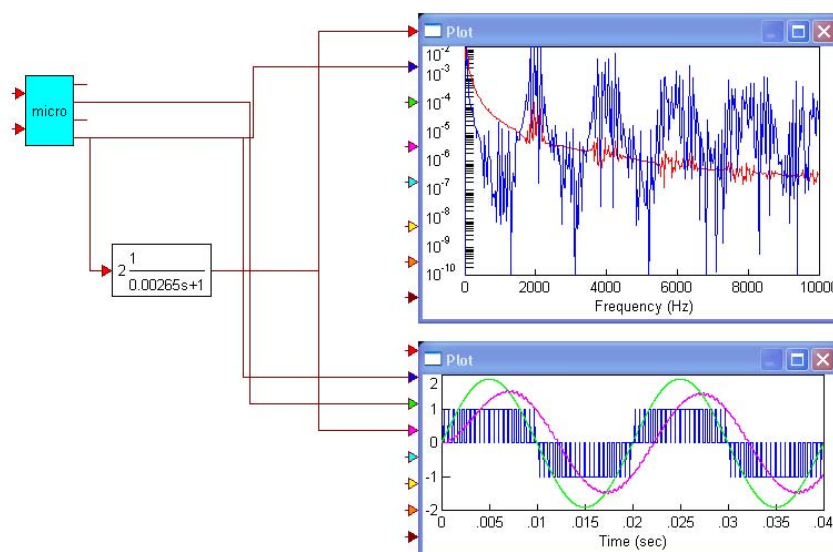


Fig 3.15: esquema de filtro de Armónicos en modulación PWM unipolar





## 3.4. Montaje del inversor en puente completo y modulación PWM

### 3.4.1. Introducción

PWM, (Pulse Width Modulation), Modulación por ancho de pulsos múltiples: Para reducir el contenido de armónicos se pueden usar varios ciclos en cada medio pulso del voltaje de salida. Esto se hace comparando una señal continua de referencia con una onda portadora triangular. La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida  $f_0$ , y la frecuencia de la portadora  $f_c$  determina la cantidad de pulsos por cada medio ciclo. Mediante el índice de modulación controlamos el voltaje de salida. Este tipo de modulación es llamada *modulación por ancho de pulso uniforme (UPWM)*. La cantidad de pulsos por medio ciclo viene determinada por:

$$P = \frac{f_c}{2f_0} = \frac{mf}{2}$$

**Ecuación 10**

El voltaje instantáneo en la salida viene determinado por:

$$V_0 = V_s(V_{g1} - V_{g4})$$

**Ecuación 11**

- Frecuencia fundamental o de referencia ( $f_r$ ): Frecuencia de las señales sinusoidales de referencia
- Frecuencia de portadora ( $f_p$ ): Frecuencia de la señal portadora



• Índice de modulación ( $m_f$ ): Relación entre las amplitudes de las señales de referencia y la portadora.

$$m_f = \frac{f_{portadora}}{f_{referencia}} = \frac{f_{triangular}}{f_{sinusoidal}}$$

**Ecuación 10**

Consideraciones a tener si  $m_f$  es muy pequeño, (se considera pequeño  $m_f < 21$ ) :

- La señal triangular y la sinusoidal deben estar sincronizadas  $m_f$  debe ser un número entero porque de lo contrario se pueden producir oscilaciones subarmónicas indeseables para la mayoría de aplicaciones
- $m_f$  debe ser un entero impar: En todos los casos salvo en inversores monofásicos con modulación unipolar
- Las pendientes de la señal triangular y de la sinusoidal deben ser opuestas en los cruces por cero

Si es muy grande,  $m_f > 21$ :

- Las componentes sub-armónicas son pequeñas cuando la señal triangular y la sinusoidal no están sincronizadas.
- Si la frecuencia de la tensión de salida va a ser constante, es posible utilizar PWM asíncrono.

En aplicaciones de motores, la frecuencia de la tensión de salida debe variar para controlar el motor. En esos casos, las componentes subarmónicas pueden dar lugar a



## Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico

---

corrientes de valor elevado. No se aconseja el uso de **PWM** asíncrono en aplicaciones de motores

Con valores de  $m_f$  grandes, los valores de los armónicos son independientes del valor de  $m_f$ .

Si  $m_f < 9$ , los armónicos pueden depender del índice de modulación

- Frecuencia de portadora p.u. ( $m$ ): Relación entre la frecuencia de portadora y la Fundamental.



### 3.4.2. Configuración

La modulación por anchura de pulsos (**PWM**), se puede conseguir una disminución considerable del factor **DAT** de la corriente suministrada a la carga. La distorsión armónica total (**DAT**) es un valor usado para cuantificar la propiedad no sinusoidal de una forma de onda. Dicho valor es la relación entre el valor eficaz de todos los términos correspondientes a las frecuencias distintas de la fundamental y el valor eficaz del término correspondiente a la frecuencia fundamental.

$$DAT = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} I_{n,rms}^2}{I_{1,rms}^2}}$$

**Ecuación 11.1**  
**DAT de la Intensidad**

$$DAT = \sqrt{\frac{\sum_{n \neq 1} V_{n,rms}^2}{V_{1,rms}^2}}$$

**Ecuación 12.2**  
**DAT de la Tensión**

La forma de expresar el **DAT** como un factor es:

$$FD = \sqrt{\frac{1}{1 + (DAT)^2}}$$

**Ecuación 13**

A la hora de calcular la potencia entregada por el sistema se tendrá en cuenta las componentes armónicas, si estas son lo suficientemente grandes como para introducir un error considerable. Para definir la relación de potencias en sistemas electrónicos se utiliza ampliamente la expresión:



$$S = P + jQ$$

Ecuación 14

Donde:

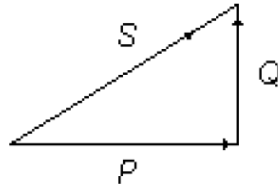


Fig. 3. 16: Triangulo de potencias

- P: Potencia activa: Producida por cargas resistivas.
- Q: Potencia reactiva: Producida por cargas capacitivas e inductivas.
- S: Potencia aparente: La resultante de ambas.

Su representación **fasorial** es el triángulo de potencias y muestra que **P** se ubica en el eje real, mientras **Q** esta en el imaginario, estando ambos en cuadratura.

Estos conceptos son válidos mientras el sistema sea lineal, es decir no exista distorsión armónica. Las cargas no lineales son las que generan la distorsión armónica en corriente, que al fluir por el cableado del circuito, producen la distorsión en voltaje e intensidad.

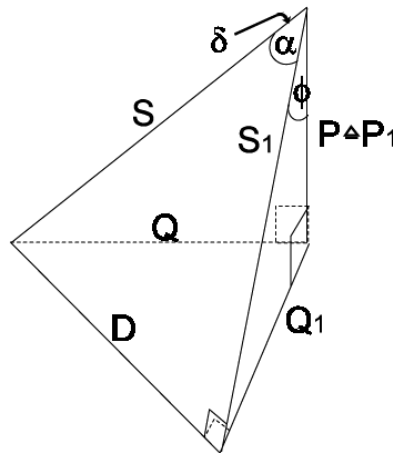


Fig. 3. 17: Pirámide de potencias:  $S = P + Q + D$

Para aquellos sistemas en los que la distorsión en voltaje es nula o mínima y existe distorsión armónica en corriente, se utiliza la pirámide de potencias, **Fig. 3.17**, para considerar tanto los valores fundamentales como los armónicos.

La salida del **inversor PWM**, con el filtro correspondiente diseñado específicamente para este sistema, conseguirá una reducción del **factor DAT** de manera que este puede ser despreciable para así facilitar los cálculos y diseño del inversor. La salida del puente sin filtrar tendrá un **factor DAT** relativamente elevado, pero los armónicos tendrán una frecuencia mucho más alta que las de la onda cuadrada haciendo más sencillo el filtrado.

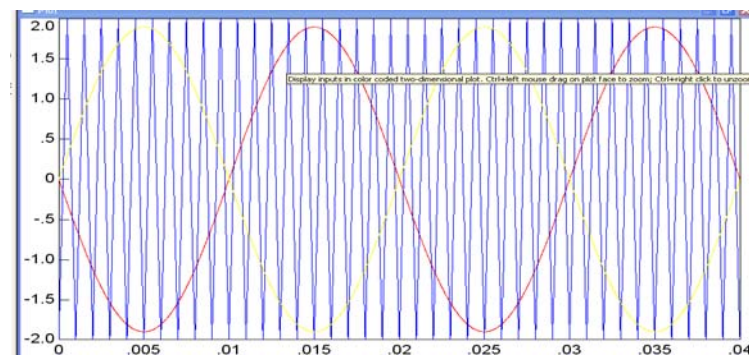
En la **modulación PWM**, la amplitud de la tensión de salida se puede controlar por medio de las formas de onda moduladoras. Dos ventajas de esta modulación son:

- La reducción de los requerimientos del filtro para reducir los armónicos.
- El control de la amplitud de salida.



Entre las desventajas se podría decir que el circuito de control para los interruptores del puente es un poco más complejo, y que existen pérdidas de conmutación relativamente elevadas.

El control de los interruptores que componen el puente inversor, se va a llevar a cabo principalmente con tres señales. Una señal sinusoidal con su opuesta, que funcionaran como señales de referencia, y una señal triangular de frecuencia mayor que será la portadora.



**Fig. 3. 18: Representación de las señales moduladora y portadora**

Mediante un esquema de modulación unipolar para la modulación por anchura de pulso se va a controlar el puente inversor de la célula fotovoltaica, la salida en este tipo de configuración se conmuta de nivel alto a cero, o de nivel bajo a cero, en lugar de entre niveles alto y bajo, como es el caso de la conmutación bipolar.

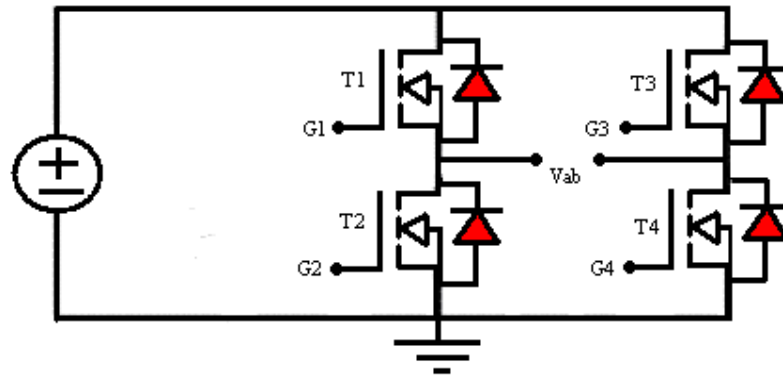


Fig. 3. 19: Esquema básico del inversor

Las cuatro señales de control  $S_n$  ( $n=1, 2, 3, 4$ ) se obtienen mediante la comparación de una señal sinusoidal con una triangular de frecuencia mucho mayor que el seno.

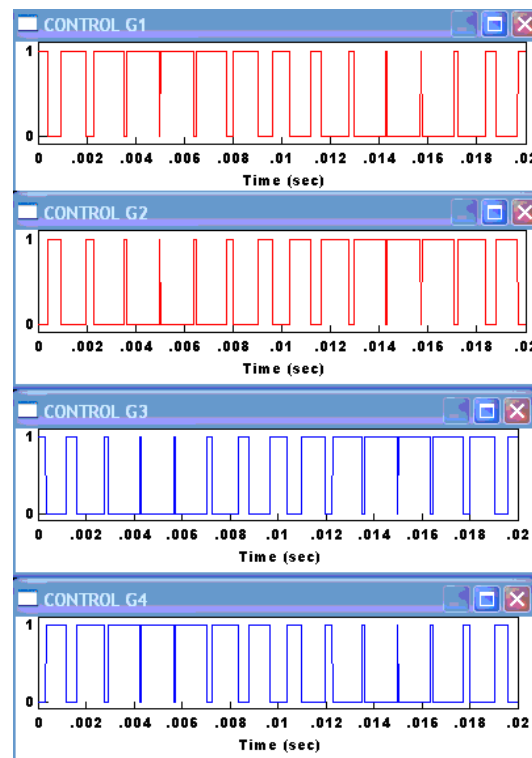


Fig. 3.20: Control de disparo de los transistores





**Control G1: T1 conduce cuando  $V_{sen} > V_{tri}$**

**Control G2: T2 conduce cuando  $-V_{sen} < V_{tri}$**

**Control G3: T3 conduce cuando  $-V_{sen} > V_{tri}$**

**Control G4: T4 conduce cuando  $V_{sen} < V_{tri}$**

Como se puede observar en la **figura 3.20**, los pares de interruptores (**T1, T4**) y (**T2, T3**) son complementarios; cuando un interruptor de uno de los pares está cerrado, el otro está abierto. Las tensiones en la salida del puente inversor oscilan entre  $-U_b$  y  $U_b$ , o lo que es lo mismo entre nivel bajo y cero y, entre cero y nivel alto, como marca la característica principal de la modulación unipolar.



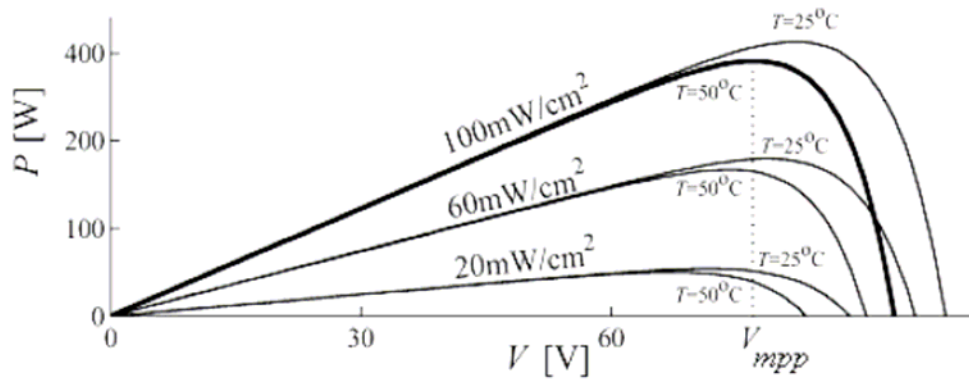
## **3.5. Algoritmo desarrollado para el seguimiento del punto de máxima potencia**

### **3.5.1. Necesidad de trabajar en el punto de máxima potencia**

Una célula solar puede operar en un amplio rango de voltajes e intensidades de corriente. Esto se puede lograr variando la impedancia de la carga en el circuito eléctrico, por un lado, y por otro también se puede conseguir esto variando la irradiación de la célula desde el valor cero (valor de cortocircuito) a valores muy altos (circuito abierto), pudiéndose determinar así el punto de potencia máxima teórica a la que es capaz de funcionar la placa fotovoltaica, es decir, el punto que maximiza la tensión y tiempo frente a la intensidad, o lo que es lo mismo, la carga para la cual la célula puede entregar la máxima potencia eléctrica para un determinado nivel de radiación solar. Ya que la radiación solar que recibe la placa durante el transcurso del día es completamente variable, no se puede aplicar una ley de variación uniforme, por lo que es necesario realizar constantemente un análisis en tiempo real del punto de operación óptimo de dicha placa, esto es un seguimiento constante del punto de máxima potencia.

Como hemos dicho ya el punto de potencia máxima de un dispositivo fotovoltaico varía con la iluminación incidente. Para sistemas bastante grandes se puede justificar un incremento en el precio con la inclusión de dispositivos que midan la potencia instantánea por medida continua del voltaje y la intensidad de corriente (y de ahí la potencia transferida), y usar esta información para ajustar, de manera dinámica, y en tiempo real, la carga para que se transfiera, siempre, la máxima potencia posible, a pesar de las variaciones de luz, que se produzcan durante el día.

Se puede observar en la **figura 3.21**, las curvas características tipificadas de un panel generador fotovoltaico, esta curva en especial es la que muestra la variación de la potencia  $P$  del panel respecto a la **tensión**  $V$  de una serie de paneles estándar, de diferentes rendimientos. La ecuación a través de la cual se obtienen estas curvas es la **ecuación 14**. Más adelante en este mismo proyecto se explicará como, para el diseño del algoritmo se ha aproximado esta curva a una parábola, para evitar el tener que implementar la **ecuación 14**, lo que conllevaría una dificultad evidente en un simulador como **VisSim**, aunque el objetivo de realizar un seguimiento controlado del punto de máxima potencia se cumple de manera satisfactoria.



**Fig. 3. 21: Características P-V de un panel fotovoltaico**

$$I = n_p V \left[ I_L - I_S \left( \ell^{\frac{q(\frac{V}{n_s} + \frac{I R_s}{n_p})}{AKT}} - 1 \right) - \frac{V}{n_s} + \frac{P R_s}{V n_p} \right]$$

**Ecuación 15: Ecuación de relación P-V de un panel.**



En estos sistemas de generación eléctrica, mediante placas fotovoltaicas, el escaso rendimiento, en torno al **15%**, hace que se deba estar funcionando continuamente en el punto de máxima potencia (**Maximum Power Point, MPP**), en este punto se maximiza la transferencia de energía producida entre el sistema de generación solar y la instalación.

El principio físico que rige el funcionamiento de una célula fotovoltaica, ha sido ya explicado en el **apartado 1.6**, tomando como base una unión **p-n** de material semiconductor (normalmente silicio) sensible a la luz solar. Cuando ésta incide sobre la unión (generalmente sobre el lado *n*), los fotones que la constituyen suministran la cantidad de energía necesaria a los electrones de valencia del semiconductor, para romper el enlace que los mantenía unidos a sus respectivos átomos.

Una sola célula, es capaz de proporcionar una tensión de apenas **0,5V** y una potencia de entre **1 y 2W**. Para elevar la potencia suministrada, las células se conectan en serie y en paralelo, dando lugar a lo que se denomina panel o módulo fotovoltaico.

La **ecuación 15**, a su vez, describe la relación entre la **tensión (V)** y la **corriente (I)** proporcionada por un módulo, donde:

$$I = n_p \left[ I_L - I_S \left( \exp \left( \frac{q \left( \frac{V}{n_s} + \frac{IR_s}{n_p} \right)}{AKT} \right) - 1 \right) - \frac{\frac{V}{n_s} + \frac{IR_s}{n_p}}{R_p} \right]$$

**Ecuación 15**



En la **figura 3.22** se puede observar la representación gráfica de la **ecuación 15**. El comportamiento del panel presentaría una intensidad constante al aumentar la tensión de referencia, hasta que la tensión comienza a disminuir una vez se alcanza el MPP. También se pueden observar que las **curvas I-V** del panel fotovoltaico, y el producto de ambas magnitudes para diferentes potencias suministrada así como la dependencia de las variables con la temperatura y la radiación solar.

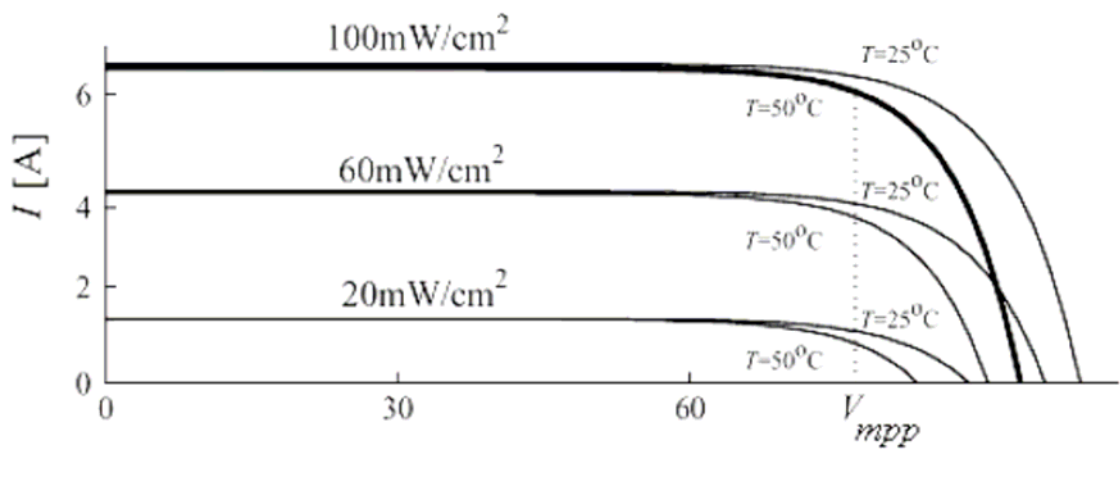


Fig. 3. 22: Características I-V de un panel fotovoltaico

Todas la variables que aparecen en las **ecuaciones 14 y 15** están descritas a continuación:

- $n_p$  y  $n_s$  : Indican el número de células conectadas en paralelo y en serie.
- $R_p$  y  $R_s$  : las resistencias intrínsecas paralelo y serie asociadas a cada célula.



- $K$  es la constante de Boltzman ( $K=1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K).
- $q$  es la carga del electrón.
- El **factor A** determina la desviación de las características de una **unión p-n** ideal.
- $I_s$  : es la corriente inversa de saturación, que presenta una dependencia con la temperatura del panel.
- $I_L$  representa la corriente generada por la radiación solar ( $G$ ). Dicha corriente exhibe una relación respecto de la radiación y la temperatura.

Cada curva presenta un punto de máxima potencia ( $V_{mpp}$ ), el cual proporciona el punto óptimo de operación, para un uso eficiente del panel.

Otros dos parámetros importantes del panel, son:

- La tensión a circuito abierto ( $V_{oc}$ ): Representa la máxima tensión proporcionada por el panel a corriente cero (sin carga o en vacío).
- La corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ ): Mientras que la corriente en cortocircuito representa la máxima corriente extraíble del panel (carga en cortocircuito).



Las curvas ***I-V*** y ***P-V*** dependen de los valores de radiación incidente y temperatura en el panel. Esto hace que dichas curvas no sean estáticas y, consecuentemente, tampoco lo sea el punto de máxima potencia. Así, dicho punto recorre una trayectoria a lo largo del día, que depende de los valores de radiación y temperatura en cada instante. Por tanto, para obtener un rendimiento óptimo del sistema fotovoltaico es necesario disponer de un sistema de seguimiento del punto de máxima potencia.

Si bien la fuente de energía de un sistema fotovoltaico es ilimitada y gratuita, un funcionamiento ineficiente del sistema provoca un sobredimensionamiento del mismo y un consiguiente encarecimiento de su precio. Hay que tener en cuenta que el rendimiento de un panel fotovoltaico comercial es muy bajo (**en torno al 15%**), con lo cual el inadecuado seguimiento del **MPP** hace que este rendimiento sea aún menor y, por consiguiente, la superficie necesaria de paneles aumente.



### 3.5.2. “P&O” ORIENTADO.

El método denominado “*perturbación y observación*” se basa en la medida de la característica IV del panel en dos instantes de tiempo distintos, **t1** y **t2**, con posterior comparación de los resultados obtenidos en ambos instantes. Observando la **figura 3.23**, a un panel que este funcionando en  $V_a$  se le aplica un incremento de tensión de referencia de  $V_a$  hasta  $V_b$ , (en este caso  $\Delta V > 0$ ), al medir la potencia en ambas situaciones se obtiene:  $P_b > P_a$ , por lo tanto,  $\Delta V$  seguirá siendo positivo. Mientras que el  $\Delta P$  sea positivo, o lo que es lo mismo, mientras la pendiente de la recta tangente en ese punto sea positiva, se seguirá incrementando la tensión.

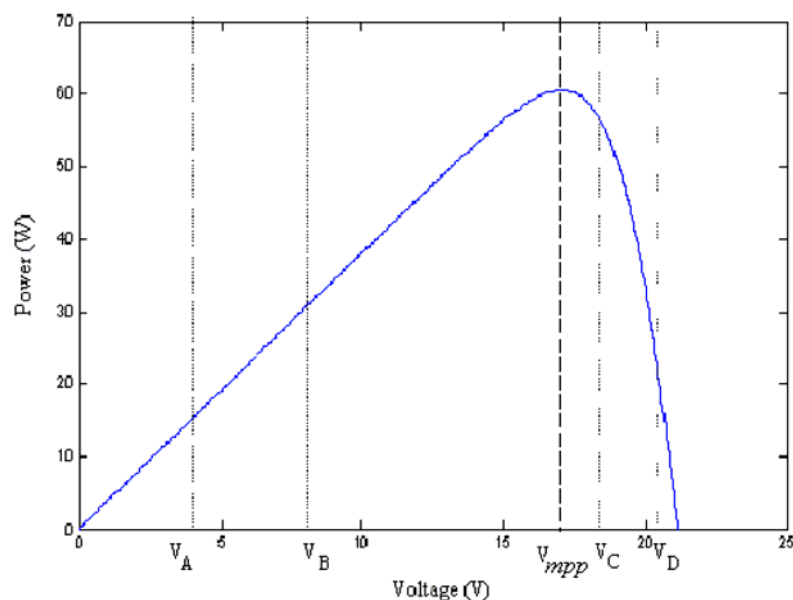
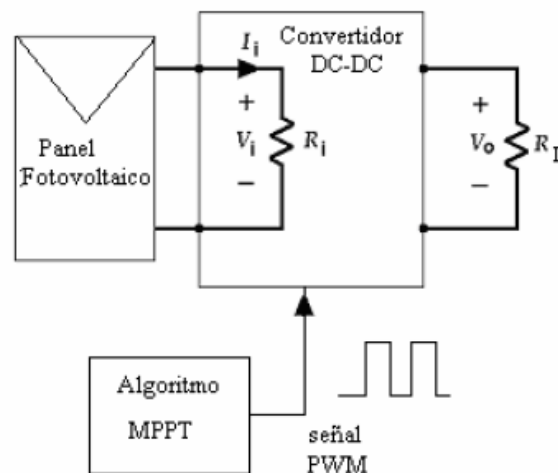


Fig. 3. 23: Curva P-V de un panel fotovoltaico.



En este caso se toma  $\Delta V$ , según se observa en la **figura 3.25**, como un valor finito, pero en el diseño realizado en este proyecto el usuario podrá elegir la precisión empleada y la frecuencia de muestreo para la obtención de resultados, variando estos en función de las características del **DSP** empleado, y la perfección que se busque en este apartado de búsqueda del punto de máxima potencia.



**Fig. 3.24: Esquema de bloques del sistema.**

En caso de que el incremento de la tensión halla sido negativo ( $\Delta V < 0$ ), se obtiene un valor  $\Delta P$  también negativo, la pendiente de la recta tangente es positiva, por lo tanto el siguiente paso será aumentar la tensión de referencia. Si se continúa aumentando la tensión y se produce un salto hasta el instante que se alcanza el punto de operación del panel  $V_c$ , al producirse el incremento hacia  $V_d$ , se obtienen resultados negativos de  $\Delta P$ , por lo tanto en ese instante se comienza a disminuir la tensión de referencia del panel, consiguiéndose así la oscilación de la tensión de trabajo del panel alrededor del punto de máxima potencia



El método “**P&O**” orientado por lo tanto se basa en la observación de la potencia del panel en un instante **t1**, **P (t1)**, con posterior incremento de la tensión ( $\Delta V > 0$ ), y nueva observación de la potencia para un instante **t2**, **P (t2)**. Pudiéndose dar dos casos:

- Que la potencia en el instante inicial sea mayor que la potencia final: **P (t1) > P (t2)**. Se repite el proceso pero haciendo  $\Delta V < 0$ .
- Que la potencia en el instante inicial sea menor que la potencia final: **P (t1) < P (t2)**. Se repite el proceso pero con el mismo valor de  $\Delta V > 0$ .

Evolución De la tensión	Signo de $\Delta V$	Signo de $\Delta P$	Pendiente de $dP/dV$	Ley de control (Para el próximo paso)
V(A)→V(B)	+	+	+	Aumento Vref
V(B)→V(A)	-	-	+	Aumento Vref
V(C)→V(D)	+	-	-	Disminuyo Vref
V(D)→V(C)	-	+	-	Disminuyo Vref

**Fig. 3.25: Tabla de la ley de control de P&I orientado**

En resumen, el algoritmo desarrollado realiza un cambio en la tensión de referencia del panel, y observa la variación de la potencia, si la variación de la potencia respecto a la tensión es positiva, se continúa variando la tensión en el mismo sentido (positivo o negativo), pero si la variación es negativa se cambia el sentido de incremento de tensión. Observando la **figura 3.25**, se puede ver que siempre y cuando la pendiente de la tangente a la **curva P-V** sea positiva se debe aumentar la tensión de referencia, hasta



**Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en  
Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---

que se comiencen a registrar pendientes negativas, en cuyo caso se deberá decrementar la tensión del panel.



### Diagrama de flujo del método “P&O” orientado

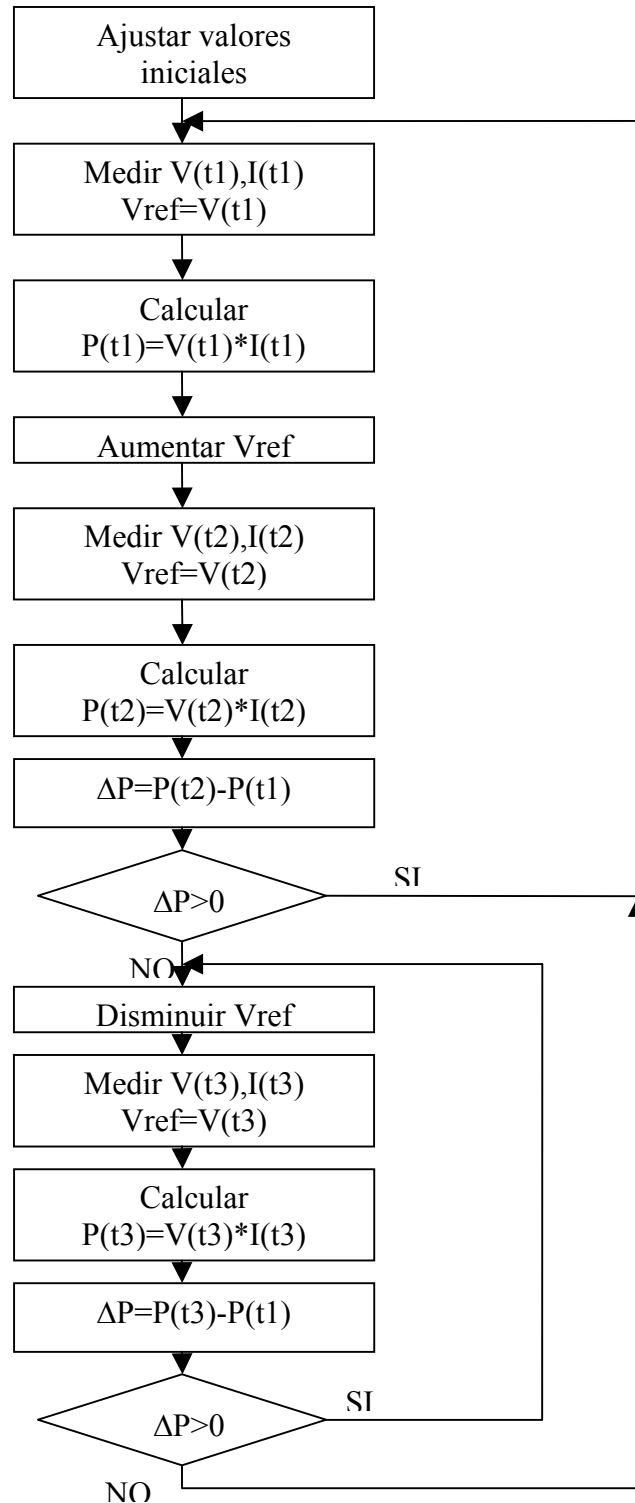


Fig. 3.26: Diagrama de flujo del método “P&O” orientado



### 3.5.3. Método de la conductancia incremental

Este método se basa en el análisis de la derivada de la **curva P-V**, **ecuación 15**, para los distintos valores de  $V_{ref}$ . La derivada de la curva marca el signo de la pendiente para el punto de trabajo actual. El objetivo es estar trabajando con el panel, en la zona lo más próxima posible al **MPP**, esto sucede en el punto de la curva donde la tangente se hace cero, o punto máximo de la función. Al derivar el valor de la potencia respecto a la tensión obtengo la siguiente expresión:

$$\frac{dP_{pf}}{dV_{pf}} = \frac{d(I_{pf} * V_{pf})}{dV_{pf}} = I_{pf} \frac{dV_{pf}}{dV_{pf}} + \frac{dI_{pf}}{dV_{pf}} V_{pf} = I_{pf} + \frac{dI_{pf}}{dV_{pf}} V_{pf}$$

**Ecuación 16**

Para encontrar el **MPP**, se debe igualar la expresión anterior a cero para encontrar el punto en el que la pendiente de la recta tangente es nula.

$$I_{pf} + \frac{dI_{pf}}{dV_{pf}} V_{pf} = 0$$

**Ecuación 17**

Despejando de la ecuación 16 obtengo la siguiente expresión:

$$-\frac{I_{pf}}{V_{pf}} = \frac{dI_{pf}}{dV_{pf}}$$

**Ecuación 18**

El miembro del lado izquierdo de la **ecuación 17** representa el opuesto de la conductancia instantánea, mientras que el lado derecho representa la pendiente de la



conductancia, y se pueden aproximar denominador y numerador a las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned}dV_{pf} &= \Delta V_{pf} = V_{pf}(t_2) - V_{pf}(t_1) \\dI_{pf} &= \Delta I_{pf} = I_{pf}(t_2) - I_{pf}(t_1)\end{aligned}$$

**Ecuación 19**

Analizando la derivada de la intensidad respecto a la tensión se puede comprobar si el panel esta funcionando en el punto de máxima potencia o no. El diagrama de flujo mostrado a continuación se basa en esta característica de la derivada:

- $\frac{dP_{pf}}{dV_{pf}} > 0$ ; En este caso la tensión del panel se encuentra por debajo del MPP. Por lo tanto la nueva tensión de referencia se consigue sumando un incremento de tensión al panel.
- $\frac{dP_{pf}}{dV_{pf}} = 0$ ; El panel esta operando en el punto de máxima potencia.
- $\frac{dP_{pf}}{dV_{pf}} < 0$ ; La tensión del panel se encuentra por de encima del MPP. La nueva tensión de referencia del panel se obtiene disminuyendo la tensión de referencia.



La principal ventaja de este método es que ofrece un buen rendimiento ya que es un método bastante rápido. Se consigue una menor oscilación del sistema, hasta que se consigue una estabilidad del mismo alrededor del MPP, que con el método de perturbación y observación, a pesar de que los dos métodos, el de la conductancia incremental y método P&O son en esencia la misma cosa. Sin embargo, este método tiene como inconveniente que requiere complejo circuito de control que podría haber sido un gran problema hace 10 años por el coste que hubiera requerido. Sin embargo, hoy en día hay muchas más opciones para hacerlo más barato.



### Diagrama de flujo del método de la conductancia incremental

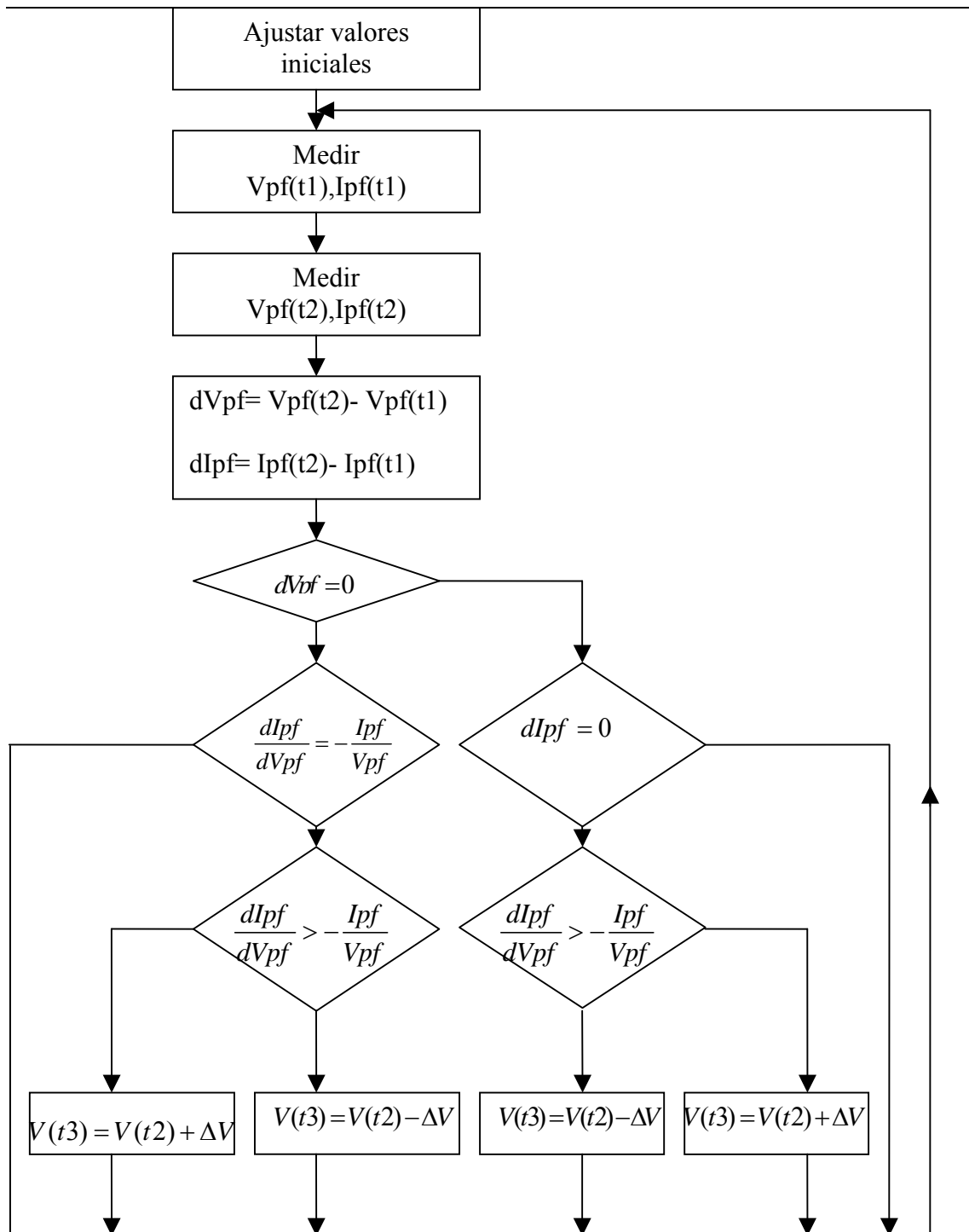


Fig. 3.27: Diagrama de flujo del método de la conductancia incremental



### 3.5.4. Algoritmo diseñado para el seguimiento del punto de máxima potencia.

A continuación se describe el algoritmo desarrollado en este proyecto mediante el programa VisSim, a través del cuál se consigue hacer un seguimiento controlado del **MPP** (*Punto de Máxima Potencia*) en tiempo real, de una modo sencillo, y completamente portable y autónomo para sistemas de placas fotovoltaicas aisladas. Se ha diseñado un algoritmo partiendo de completamente de cero, por el cuál se consigue, usando solamente el DSP, que una célula o conjunto de células fotovoltaicas operen dentro del rango de tensiones óptimo, para conseguir una máxima eficiencia de rendimiento.

Este diseño se ha realizado de manera que el usuario pueda escoger el tiempo de muestreo o variaciones de la tensión de la célula fotovoltaica, o lo que es lo mismo la frecuencia a la cuál se quiere actualizar la búsqueda de dicho punto, estando esta frecuencia limitada por el equipo informático que se esté empleando.

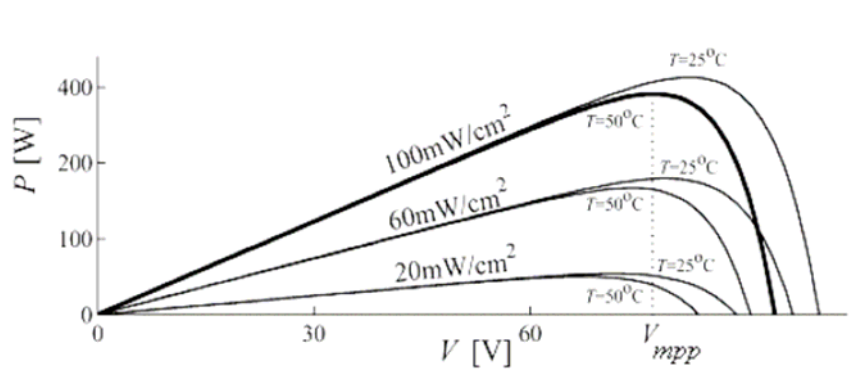


Figura 3.16. Características P-V de un panel fotovoltaico.



$$I = n_p V \left[ I_L - I_S \left( \ell^{\frac{q(\frac{V}{n_s} + \frac{IR_s}{n_p})}{AKT}} - 1 \right) - \frac{\frac{V}{n_s} + \frac{PR_s}{Vn_p}}{R_p} \right]$$

**Ecuación 20. Ecuación de relación P-V de un panel.**

La **ecuación 19** muestra el comportamiento de un panel real respecto a las variaciones de la potencia y la tensión. La curva original que se crea a partir de la **ecuación 19** es la que se observa en la **figura 3.16**, esta curva, para simplificar el desarrollo del algoritmo, se ha aproximado a una ecuación cuadrática, modelo de la **ecuación 20**, dicha ecuación produce una gráfica como la que se observa en la **figura 3.6**. El algoritmo desarrollado se encarga de encontrar el punto máximo de una parábola convencional, siendo este punto máximo el equivalente en las curvas P-V del panel al punto de máxima potencia. La ecuación que simula mis curvas P-V es una ecuación del tipo:

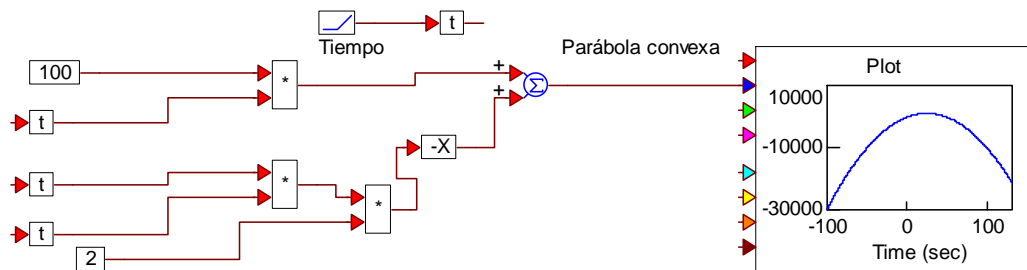
$$Ax^2 + Bx + C = 0$$

**Ecuación 21**

Como se observa en la **figura 3.17**, se ha escogido una parábola cualquiera, a la cuál se han aproximado las curvas de la **figura 3.16**, que corresponden a las curvas reales de un panel solar. Esta aproximación es perfectamente válida, ya que este método lo que realmente se encarga de buscar, es el punto de la curva donde la derivada de la



misma se hace nula. Este punto que corresponde con el máximo de la parábola sería el **MPP** del sistema de placas fotovoltaicas.



Se ha elegido la parábola, siguiendo un criterio, para que esta se asemeje a las **curvas P-V** que produce el panel fotovoltaico, las características generales serían que la parábola sea convexa, y su punto máximo este en el lado positivo tanto de las ordenadas como de las abscisas. La función implementada es la siguiente:

$$V(t) = -2t^2 + 100t$$

### Ecuación 22

Para encontrar el punto máximo de la parábola se va a seguir el procedimiento matemático convencional. Estudiando la primera derivada de la función parábola buscamos el punto donde la pendiente de la recta tangente a la curva se hace cero, esto equivale al punto donde la función pasa de ser creciente a ser decreciente, dicho punto es el máximo buscado. Por lo tanto haciendo la primera derivada de la **ecuación 17** e igualando a cero se obtiene:



$$V'(t) = -4t + 100$$

$$-4t + 100 = 0$$

$$t = 25$$

Ecuación 23

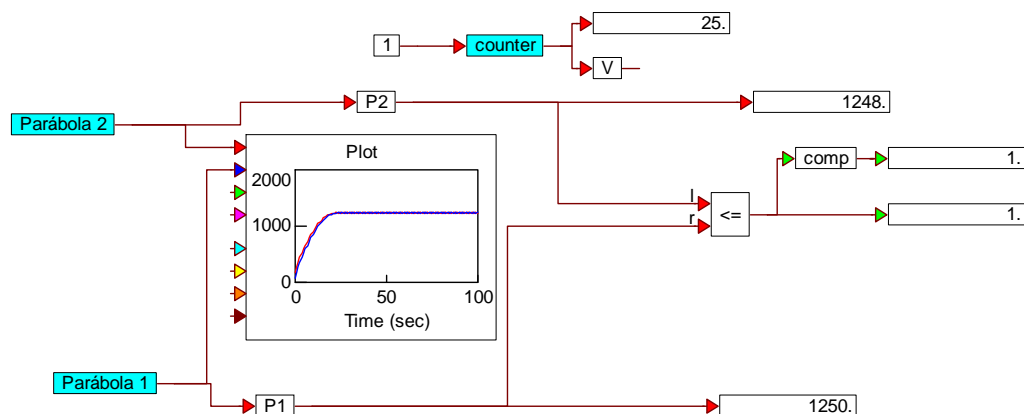


Fig. 3.29: Demostración gráfica del método de búsqueda del MPP

Ahora usando el algoritmo de VisSim, como se puede observar en la **figura 3.18** el sistema se sitúa oscilando de manera estable alrededor del máximo de la función, que equivale a  $t=25$ . Este punto es equivalente al punto de máxima potencia del panel fotovoltaico, el cuál es el punto en el que debe funcionar el panel para que se produzca una optimización de la producción de energía.



Simulación con VisSim	Célula fotovoltaica
Parábola convexa	Curva P-V
Máximo de la parábola	Punto de máxima potencia

**Fig.3.30: Tabla de correspondencia de variables reales de un panel fotovoltaico y la simulación mediante VisSim.**

El bloque “**Parábola 1**” de la **figura 3.6** simula la curva P-V de un panel fotovoltaico, la tensión va aumentando de unidad en unidad, y se va comparando la potencia de salida, que correspondería a la señal cuadrática, con la potencia suministrada en el ciclo anterior. Siempre y cuando la potencia resultante sea mayor que la que se tiene registrada del último ciclo, la tensión se seguirá incrementándose. En el instante que la nueva potencia calculada disminuye, la tensión también lo hace, y el sistema se sitúa oscilando en el punto de máxima potencia

En la **figura 3.30** podemos observar el diagrama de bloques que representan a la parábola retrasada una unidad de tensión respecto a la parábola original. La parábola 1 y la parábola 2 están sujetas a una continua observación y comparación. Como se puede observar en la **figura 3.30** la parábola retrasada una unidad de tensión corresponde a la variación del parámetro tensión de referencia en la curva P-V.

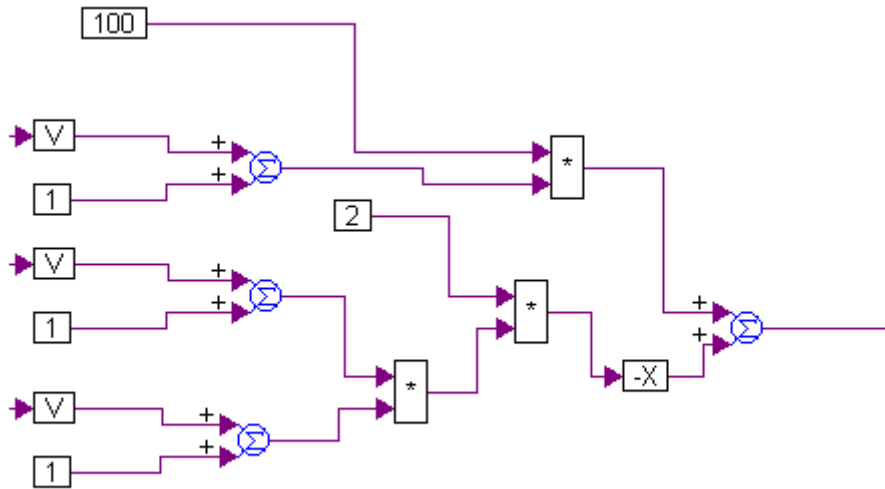


Fig. 3.30: diagrama de bloques que representa la parábola retrasada una unidad de tensión respecto a la parábola original.

La función que representa la parábola anterior sería la siguiente:

$$f(V) = -2(V + 1)^2 + 100(V + 1)$$

Ecuación 24

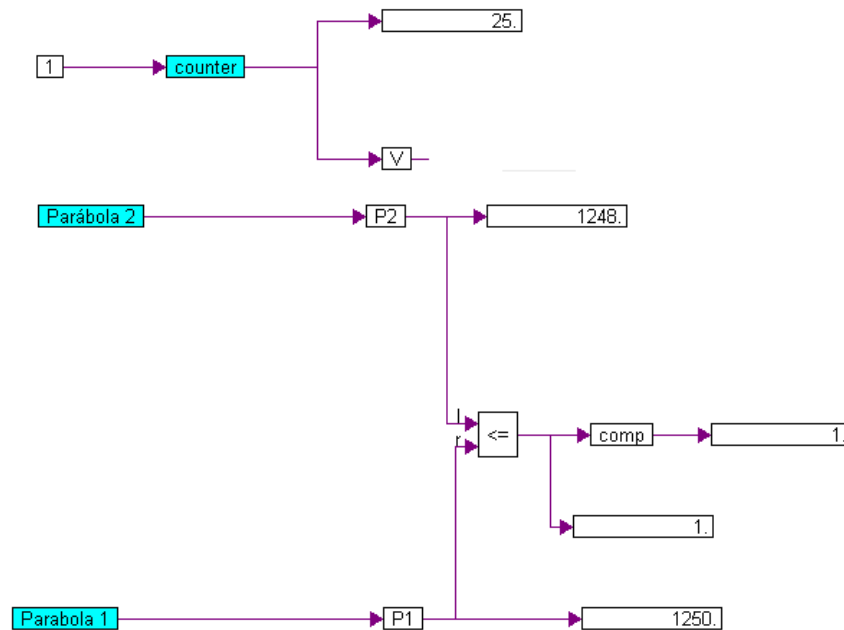


Fig. 3.31. Diagrama de bloques que representan las dos parábolas a comparar.

En la **figura 3.31** se observa el esquema general del sistema, por medio del contador lo que se hace es cuantificar el valor que debe adquirir la tensión de referencia del panel.

Se observa que el valor que adquiere en este caso en especial es de 25, esto es por que la parábola escogida para el ejemplo, como se observa en la **ecuación 22**, tiene su máximo en 25.

Con esta demostración finaliza el desarrollo de este algoritmo, consiguiendo el objetivo perseguido de lograr que el panel opere dentro de un rango de valores que haga su eficiencia máxima.

### 3.6. Algoritmo para el desarrollo de las señales de control mediante el control PWM (por ancho de pulso sinusoidal):

La función de este inversor es cambiar una señal de entrada de corriente continua, a una señal de salida de corriente alterna, con el valor eficaz y frecuencia correspondiente que este demandando la red en el instante determinado. En la aplicación a desarrollar el inversor se usa para convertir la corriente continua generada por unos paneles solares fotovoltaicos y poder ser inyectada a la red eléctrica.

Un inversor simple consta de una señal de control de un transistor, el cual es utilizado para interrumpir la corriente entrante y generar una onda cuadrada. Una vez que se consigue la onda cuadrada esta puede ser filtrada para suavizar su forma, haciéndola parecer un poco más una onda sinusoidal y produciendo el voltaje de salida necesario. Las formas de onda de salida del voltaje de un inversor ideal deberían ser sinusoidales

Las señales de control serán enviadas al puente inversor, para cada uno de los cuatro IGBT's. El esquema del puente que se va a utilizar en el diseño es el que se muestra a continuación:

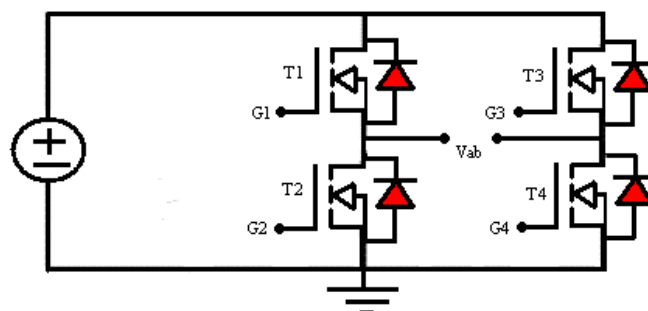
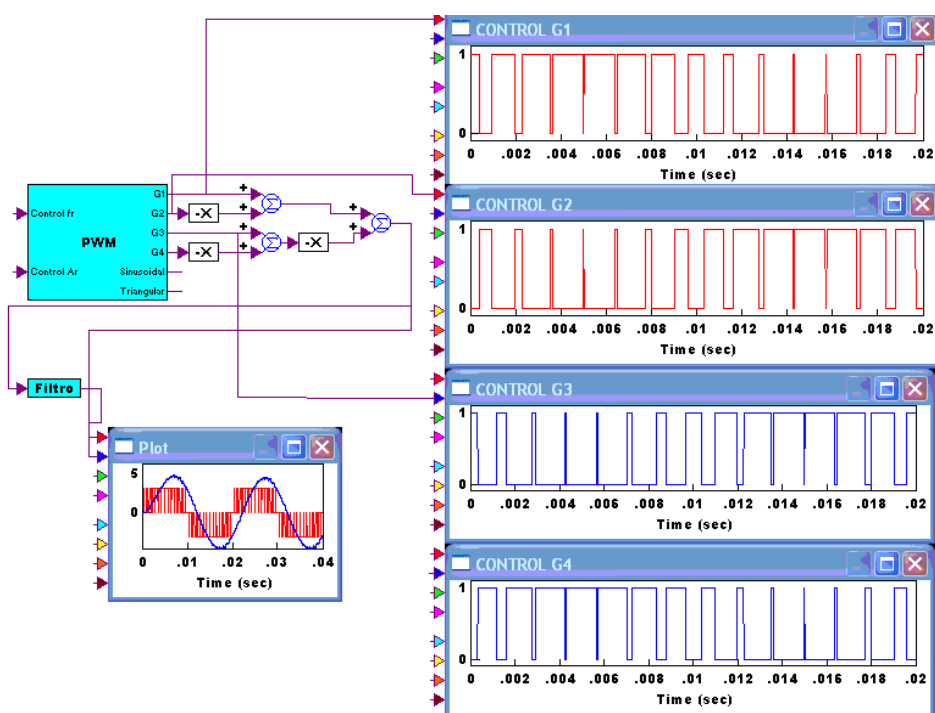


Fig. 3.32: Puente inversor





Para el diseño del inversor se van a usar cuatro señales de control diferentes. A continuación se va a redactar como se consigue cada una de las señales y la función que representa. Las señales principales usadas para llevar a cabo el control de los interruptores son una señal triangular y dos señales sinusoidales, una complementaria a la otra.



**Fig.3. 35: Cuatro señales de control PWM para cada uno de los transistores del puente completo**



### 3.6.1. Señal sinusoidal.

En lugar de mantener igual el ancho de todos los pulsos, como en el caso de la modulación de varios pulsos, se hace variar el ancho de cada pulso en proporción con la amplitud de una onda sinusoidal evaluada en el centro del mismo pulso. Las señales de control se generan comparando una señal sinusoidal de referencia con una onda triangular. Esta modulación, también llamada “modulación por ancho de pulsos sinusoidal” (**SPWM**), es la que se suele usar en la mayoría de las aplicaciones industriales, por el reducido factor **DAT** que ofrece en comparación con otros tipos de modulación.

La señal sinusoidal viene definida por:

- Frecuencia:  $f_r$
- Amplitud:  $A_r$

La señal sinusoidal será la señal de referencia o moduladora, encargada de contener la información a transmitir. La frecuencia de la esta señal  $f_r$  es la que determina la frecuencia de salida del inversor, y su amplitud,  $A_r$ , determina el índice de modulación  $M$ , y en consecuencia la tensión eficaz de salida del puente. La relación que existe entre estos parámetros es:

$$M = \frac{A_r}{A_p}$$

**Ecuación 25**



Es necesario tener dos señales sinusoidales para controlar los cuatro interruptores, una es complementaria de la otra, o lo que es lo mismo, la misma señal duplicada, pero con un desfase de  $180^\circ$  entre ambas señales:

- **Control de T1 y T4:**  $V(t) = A_r \cdot \text{sen}(wt)$
- **Control de T2 y T3:**  $V(t) = A_r \cdot \text{sen}(wt + \pi)$

La señal implementada en el diseño es la siguiente:

$$V(t) = 1,9 \cdot \text{sen}(2 \cdot \pi \cdot 50)$$

**Ecuación 26**

$$w = 2 \cdot \pi \cdot f_r$$

**Ecuación 27**

- Amplitud:  $A_r=1.9$  Voltios.
- Frecuencia:  $f_r=50$  Hz. Se van a emplear 50 Hz por ser la frecuencia de red normalizada en Europa.
- Velocidad angular:  $w = 2 \cdot \pi \cdot f$

VisSim contiene un bloque prediseñado que genera una señal sinusoidal, pero ha sido necesario crear esta señal mediante un modelo algebraico, debido en parte a la necesidad de poder controlar de manera externa la amplitud y la frecuencia de la señal. La razón de tener que controlar la amplitud de la onda, esta en conseguir el control de la salida de funcionamiento del panel fotovoltaico, que debe de estar próximo al punto de máxima potencia, para que la transmisión de energía entre dicho panel y el sistema



eléctrico sea óptima; Esto se desarrollara en el apartado: “Desarrollo del algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia”.

El bloque que produce la señal sinusoidal es el que vemos en la **figura 3.33**; como se puede observar la señal esta definida mediante su modelo algebraico. Para poder simular en VisSim el avance de la simulación a lo largo del tiempo, se emplea una señal rampa.

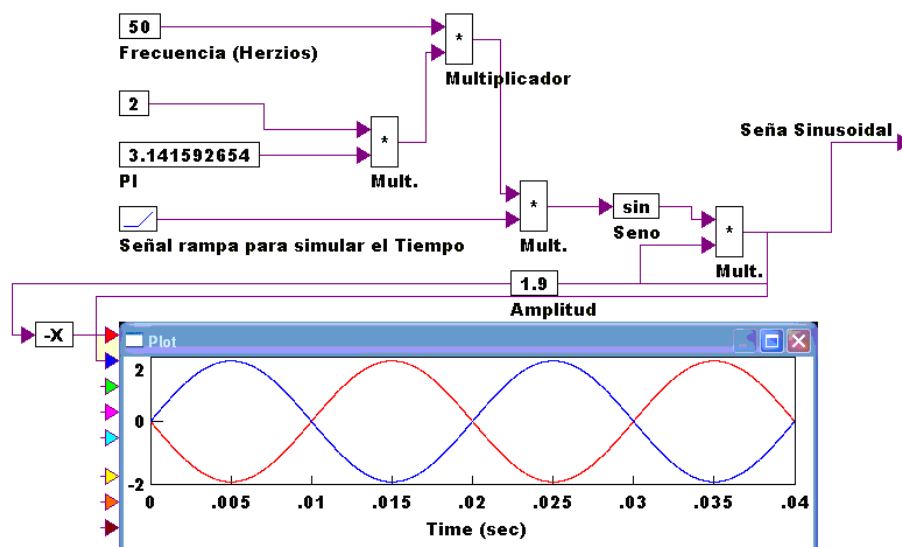


Fig.3. 33: Generador de señales sinusoidales



### 3.6.2. Señal triangular.

La señal triangular funciona como señal portadora. La cantidad de pulsos por medio ciclo dependerá de la frecuencia de esta señal,  $f_p$ . Dentro de la restricción de que dos transistores de la misma rama no pueden conducir al mismo tiempo. El voltaje instantáneo es, en función de la pareja de dispositivos que estén funcionando, es el mostrado en la **ecuación 24 y 25**:

$$V_0 = V_s(g_1 - g_4)$$

**Ecuación 28**

$$V_0 = V_s(g_2 - g_3)$$

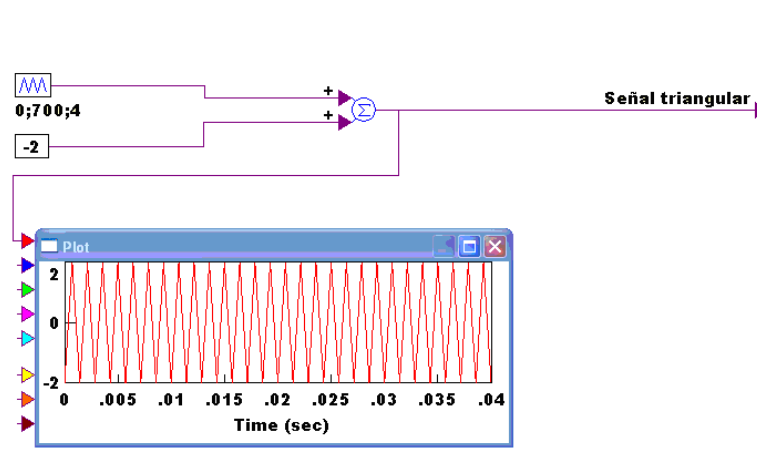
**Ecuación 29**

Como se observa en el bloque de simulación, en este caso se ha empleado el bloque prediseñado en VisSim, de señal triangular. En este bloque, por defecto de programa, se pueden introducir dos variables:

- Frecuencia:  $f_p$
- Amplitud:  $A_p$



Pero la señal originada esta definida entre  $V=0$  y  $V=Ap$ . Para el control del puente inversor se necesita que la señal este centrada en el cero, sin ningún tipo de offset. Para que esto suceda es necesario sumarle al bloque de señal triangular una señal de tensión continua negativa, consiguiendo así eliminar el offset original y tener una señal triangular correcta centrada en el cero.



**Fig.3. 34: Diagrama de bloques de la señal triangular**



### 3.7. Demodulación y filtrado.

La salida del puente inversor se conectará a una etapa de filtrado, para conseguir depurar la señal producida, y eliminar las componentes armónicas que me “ensucian” la señal. Con esto se consigue obtener una señal para alimentar a la carga, formada únicamente por el primer armónico de la señal que a sintetizado el inversor, prescindiendo de los armónicos de orden superior.

A la hora de escoger un filtro se ha de tener en cuenta una serie de factores, y las características que más convienen para el sistema desarrollado. Podemos escoger entre:

Filtros serie:

- Reducción de los armónicos de tensión en la carga.
- Regulación de la tensión.
- Reducción de los micro-cortes de tensión.

Filtros paralelo:

- Reducción de los armónicos de corriente en la carga.
- Compensación del factor de potencia.
- Reducción de la corriente por el neutro.

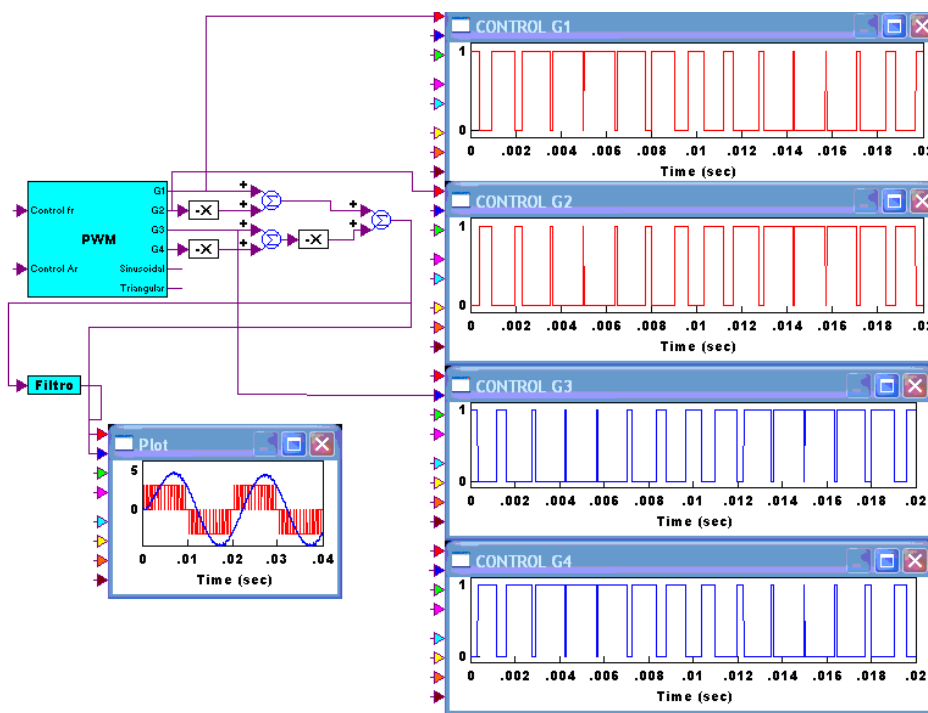


El siguiente esquema muestra el diseño del control del puente inversor completo, donde cada una de las cuatro señales que se muestran corresponden al control de cada interruptor. Como se puede observar las señales **G1** se obtiene mediante la negación de **G2**, y lo mismo ocurre con **G3** y **G4**. La señal **PWM unipolar** que se observa en la gráfica de abajo a la izquierda en rojo, se obtiene de la siguiente manera:

$$V = (V_{g1} - V_{g2}) - (V_{g3} - V_{g4})$$

Ecuación 30

Y filtrando dicha señal con un filtro LC obtenemos la señal sinusoidal , que sería nuestra señal original demodulada.



**Fig.3. 35:** Cuatro señales de control PWM para cada uno de los transistores del puente completo



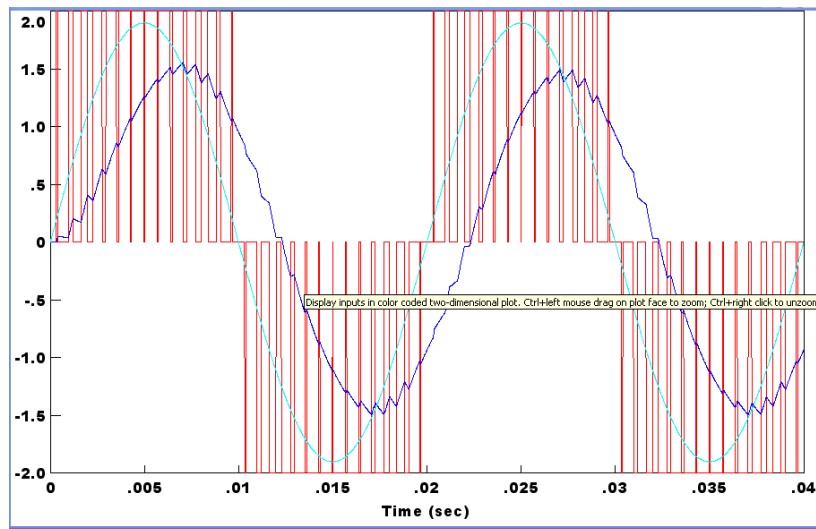


Fig. 3.36: Señal sin filtrar y filtrada



### 3.8. Analizador de redes.

Para realizar esta etapa del inversor nos vamos a basar en el método que usan los PLL, lazos de seguimiento de fase, bucles de enganche de fase, **(del inglés *Phase-Locked Loops*)**. Se trata de un sistema realimentado, en el que las magnitudes realimentadas son la frecuencia y la fase. Por lo tanto son capaces de inyectar una señal alterna en un sistema de modo que la frecuencia y la fase que se están leyendo del sistema, a su vez se emplean para regular la señal que se está inyectando.

En principio la red a la que se conecta el panel fotovoltaico esta funcionando a una frecuencia de **50 Hz**, que es la frecuencia estándar en Europa. Pero esta red no es ideal por lo tanto la frecuencia no es exactamente **50 Hz**, sino que sufre una pequeña variación de su valor de aproximadamente  $\pm 1\%$ .

Para no producir desequilibrios en la red y que el panel fotovoltaico funcione al máximo de su rendimiento es necesario que el inversor inyecte la señal de tensión a la frecuencia exacta a la que se encuentra la red eléctrica funcionando en ese instante de tiempo determinado. Por esta causa es necesario el algoritmo que se desarrolla y explica a continuación.

Mediante este algoritmo lo que se pretende es que el sistema inversor esté continuamente leyendo la frecuencia de red, consiguiendo que la **señal PWM** module el puente inversor, exactamente a la frecuencia leída en tiempo real, existiendo un retardo de únicamente un ciclo de reloj. Con esta precisión se consigue el objetivo deseado, que es el de evitar desequilibrios entre las fases conectadas, y fallas eléctricas que se pueden transmitir a través de la red eléctrica produciéndose un efecto dominó.

El punto más importante a tener en cuenta cuando diseñamos el **PLL** es que es un sistema de realimentación como cualquier otro y, de lo que se deduce, que está caracterizado matemáticamente con las mismas ecuaciones que aplican a los otros sistemas de realimentación más convencionales. Sin embargo, los parámetros de las

ecuaciones son algo diferentes ya que en los **PLL's** la señal de error de realimentación es un error de fase mientras que en los convencionales es una señal error de voltaje o corriente.

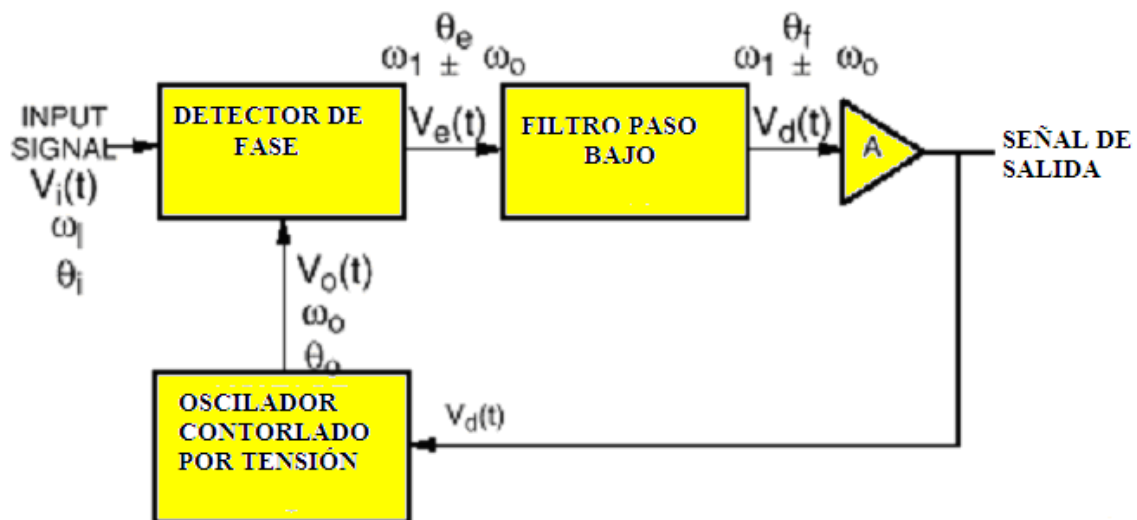


Fig. 3.37: Esquema del PLL.

En la figura 3.26 se observa un esquema general de la estructura de un PLL. Cuando no hay señal aplicada a la entrada del sistema, la tensión **Vd(t)** que controla el oscilador tiene un valor cero. El oscilador oscila a una frecuencia, **f<sub>0</sub>** (o lo que es equivalente en radianes **ω<sub>0</sub>**) que es conocida como frecuencia libre de oscilación.

Cuando se aplica una señal a la entrada del sistema, el detector de fase compara la fase y la frecuencia de dicha señal con la frecuencia del oscilador y genera un voltaje de error **Ve(t)** que es proporcional a la diferencia de fase y frecuencia entre las dos de señales. Este voltaje de error es entonces filtrado, ampliado, y aplicado a la entrada de control del oscilador.



La tensión de control  $V_d(t)$ , hace que la frecuencia de oscilación varíe de manera que reduzca la diferencia de frecuencia entre  $f_0$  y la señal de entrada  $f_i$ . Si la frecuencia de entrada  $f_i$  está suficientemente próxima a la de  $f_0$ , la naturaleza de la realimentación del **PLL** provoca que el oscilador se sincronice y enganche con la señal entrante. Una vez enganchado, la frecuencia del oscilador es idéntica a la de la señal de entrada a excepción de una diferencia de fase finita.

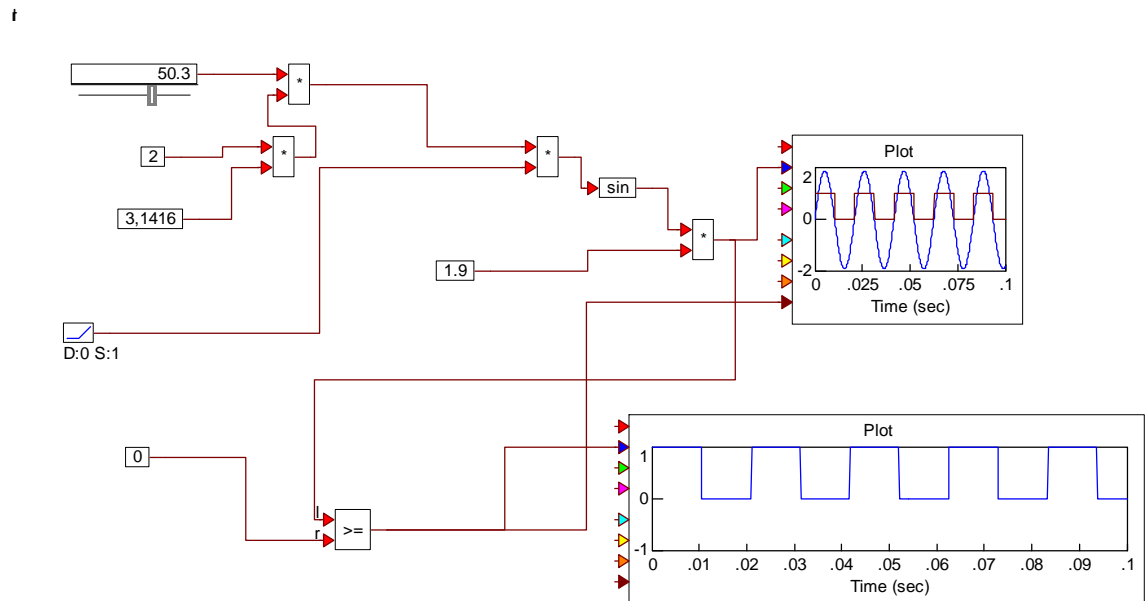
Esta diferencia de fase neta es  $F_e$ , donde:

$$F_e = F_0 - F_i$$

Es la diferencia de fase necesaria para generar el voltaje de error corrector  $V_d$  para conseguir el desplazamiento de la frecuencia libre del **VCO** para igualarse a la frecuencia  $f_i$  de la señal de entrada y así mantener el **PLL** enganchado. Esta capacidad de autocorrección del sistema también permite al **PLL** "encarrilar" los cambios de frecuencia con la señal de entrada una vez se ha enganchado. La gama de las frecuencias sobre las que el **PLL** puede mantener el enganche con una señal de entrada se define como "gama de enganche o cierre" del sistema. La banda de las frecuencias sobre las que el **PLL** pueden engancharse con una señal de entrada conocida como "gama de captura" del sistema y nunca es mayor que la gama de enganche.



**Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en  
Puente Completo Modulado mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**



**Ilustración 3.38: Lector de frecuencia instantánea de la red eléctrica**



## **4. Simulaciones experimentales en dispositivo dspf28335**

En este apartado se expone el proceso seguido para probar los algoritmos desarrollados en la placa DSP f28335 de Texas Instruments

## 4.1. Señales de disparo

Mediante las cuatro señales de disparo conseguimos controlar la salida del puente inversor. De este modo se implementa la función del inversor, que es convertir una señal de tensión continua (la del panel fotovoltaico) en una señal de alterna (la de la red a inyectar).

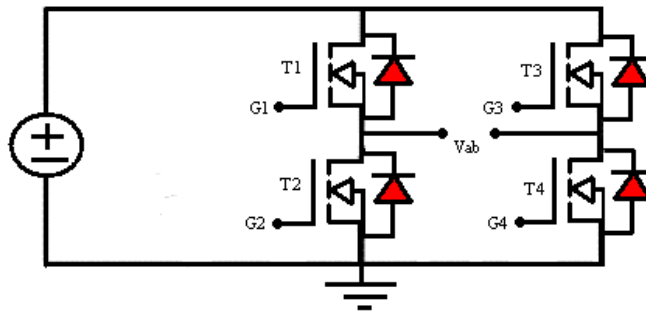


Fig. 4.1: Puente inversor

En la figura 4.2 se observa donde se obtienen las 4 señales de control de la placa DSP, estas son las señales que se inyectan directamente al puente inversor para llevar a cabo el control de este.

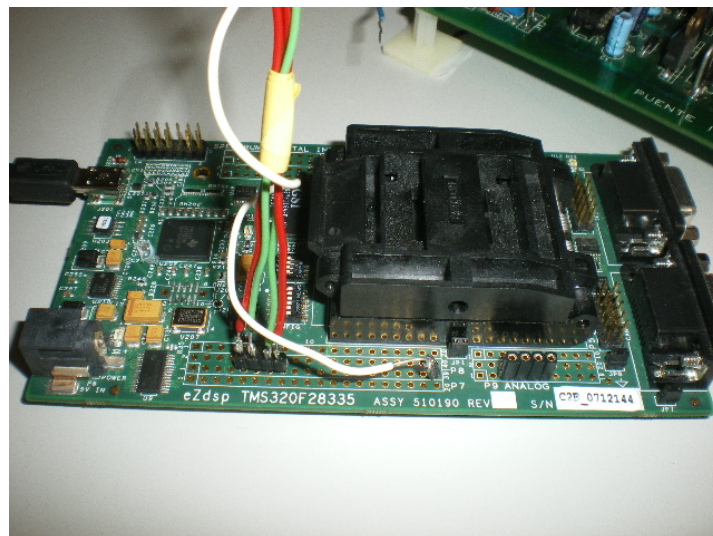
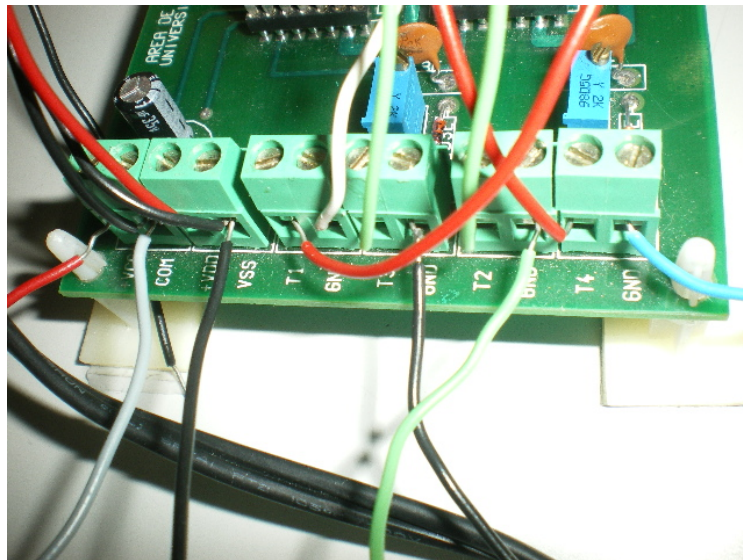


Fig. 4.2: Disparo G1 de T1

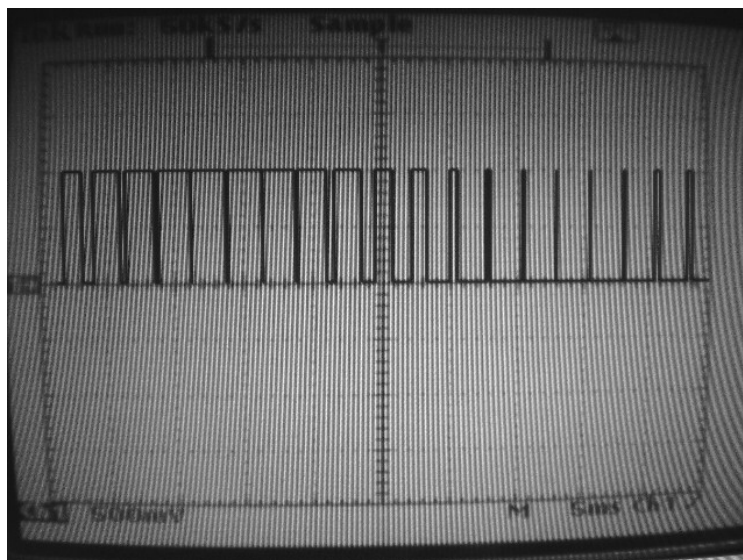


En la figura 4.3 se observa los bornes donde se inyectan las cuatro señales de control al puente. La primera entrada de la derecha se utiliza para alimentar la placa del inversor. También será necesaria otra entrada para alimentar los IGBT's, y así poder obtener la señal en la salida del mismo.



**Fig. 4.3: Entradas de disparos**

En las cuatro figuras siguientes se observan las señales de control, que son complementarias dos a dos, por lo que realmente tenemos dos señales diferentes realmente.



**Fig. 4.4: Disparo G1 de T1**



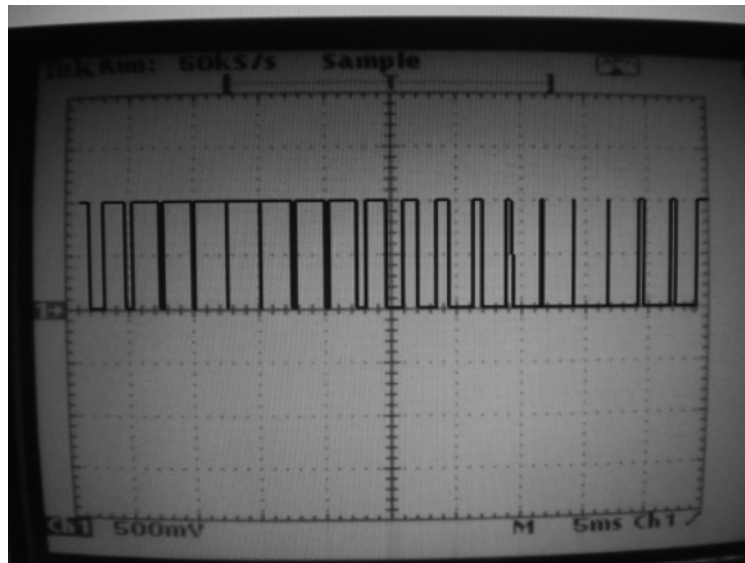


Fig. 4.5: Disparo G4 de T4

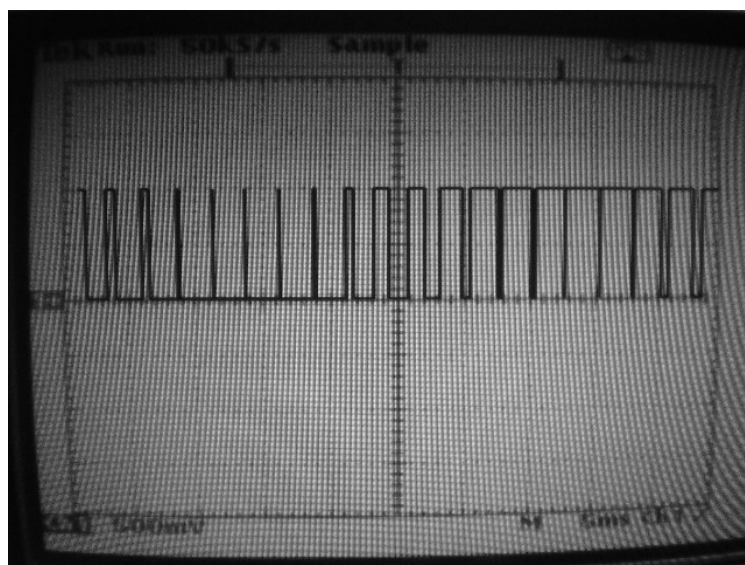


Fig. 4.6: Disparo G3 de T3

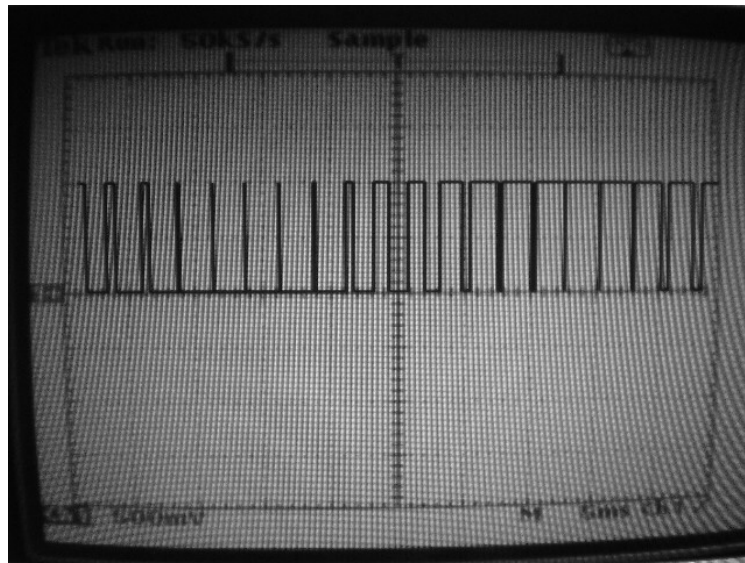


Fig. 4.7: Disparo G2 de T2

## 4.2. Salidas del Puente inversor.

Para obtener la señal en la salida del puente inversor debemos medir en los bornes que están en la izquierda de la placa del puente inversor, que se observan en la figura 4.8. Aquí tenemos dos formas de medir, de manera individual o totalizada, que se explicarán más adelante.

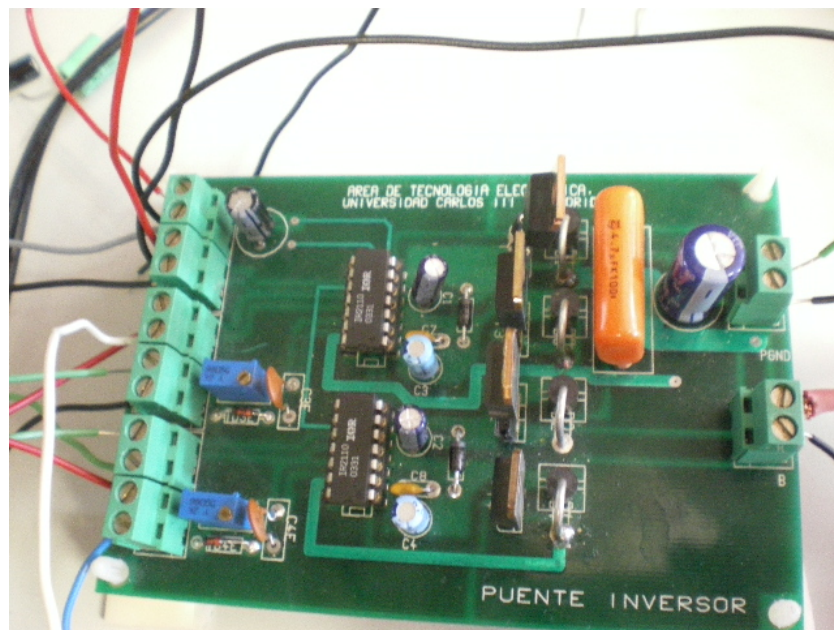
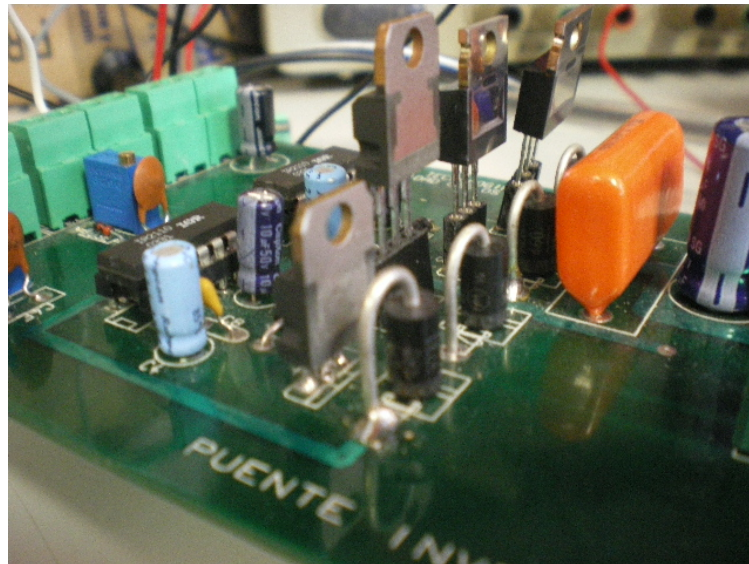


Fig. 4.8: Puente inversor

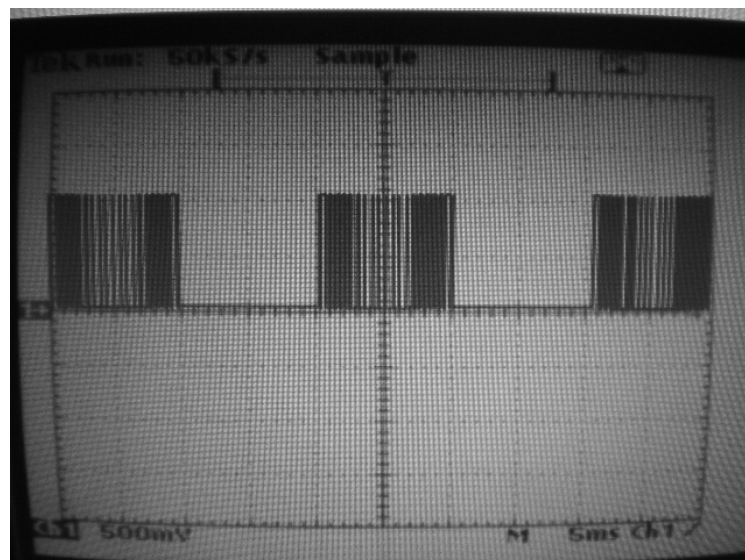


En la figura 4.9 se observa una imagen de los elementos inversores, que son los IGBT's.



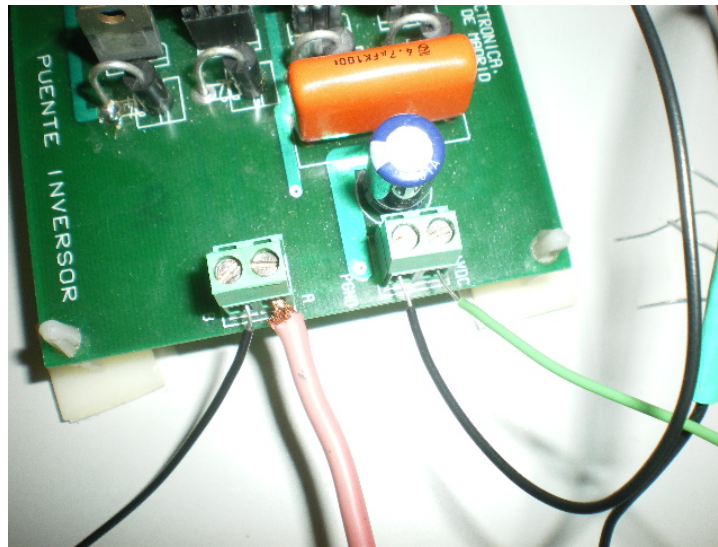
**Fig. 4.9: IGBT's**

En la figura 4.10 observamos la señal que se obtiene midiendo en la salida Va del puente inversor. Esta medida se realiza entre Va y tierra.



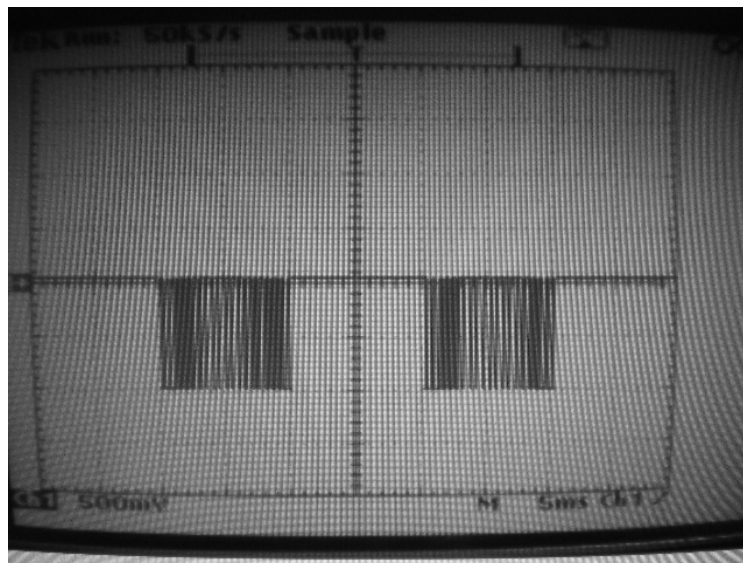
**Fig. 4.10: Salida 1 del Puente inversor**





**Fig. 4.11: Salidas del puente inversor**

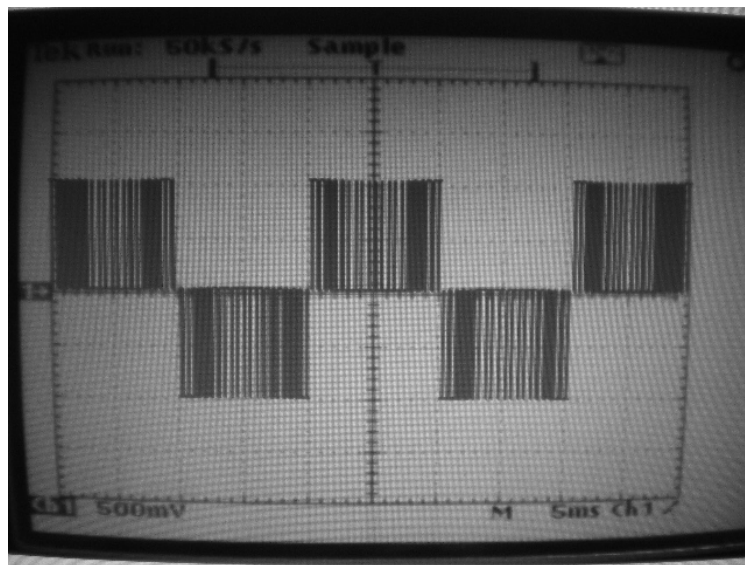
En la figura 4.10 observamos la señal que se obtiene midiendo en la salida Vb del puente inversor. Esta medida se realiza entre Vb y tierra.



**Fig. 4.13: Salida 2 del Puente inversor**



Para obtener una señal totalizada, que es realmente el objetivo perseguido, se debe de medir entre  $V_a$  y  $V_b$ . Se obtiene entonces la señal de la figura 14. Esta señal será mi señal definitiva para filtrar, y poder inyectar en la red. Será la señal en la que se a convertido la obtenida por el panel fotovoltaico.



**Fig. 4.14: Salida totalizada del Puente inversor**



### 4.3. Salida de señal filtrada mediante filtro LC

Para obtener la señal de la figura, se usó un filtro LC. En la figura se observa los puntos en los que se ha medido dicha señal.

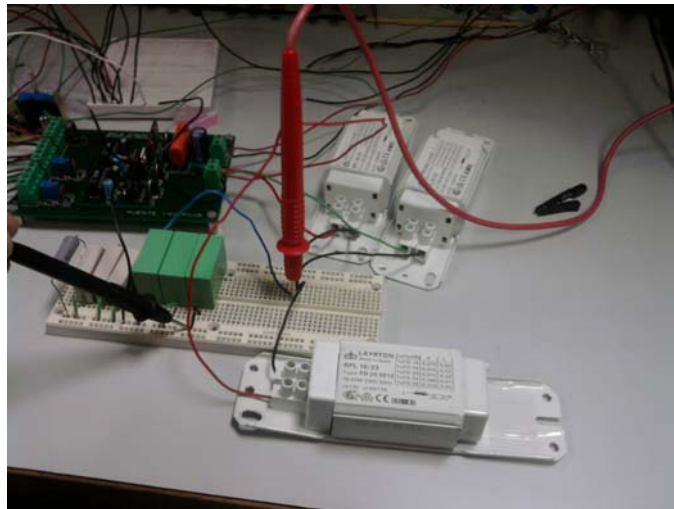


Fig. 4.15: Filtro LC

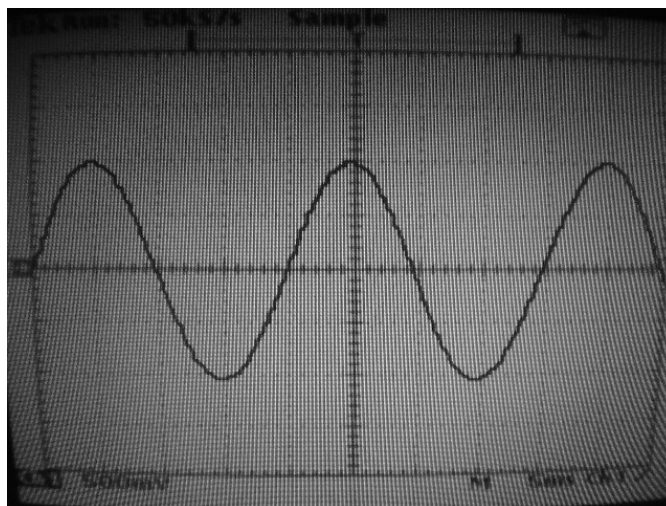


Fig. 4.16: Salida totalizada del Puente inversor



**Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en  
Puente Completo Modulado mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---



**Fig. 4.17: Bobina**





**Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en  
Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---



## **5. Conclusiones**

En este apartado se analizan globalmente el proyecto desarrollado y cómo de unos objetivos iniciales se ha llevado a cabo la realización de los mismos, así también si han sido cumplidos dichos objetivos.



En este proyecto, se han desarrollado una serie de algoritmos para la explotación y aprovechamiento de un sistema de células fotovoltaicas. Todos los desarrollos que aparecen en este proyecto, así como los diseños de VisSim, han sido creados íntegramente por el autor del mismo. El diseño se ha centrado en crear un sistema autónomo, de fácil instalación y mantenimiento casi nulo. También se ha tenido en cuenta el coste del mismo, procurando minimizar el precio global lo máximo posible.

El objetivo principal del proyecto, ha sido el de diseñar los siguientes algoritmos mediante el programa de simulación VisSim:

- Sistema generador de señal PWM para el control del puente inversor.
- Algoritmo para el seguimiento del punto de máxima potencia (MMP).
- Lector instantáneo de la frecuencia de red, para retrocontrolar la frecuencia de la onda inyectada a la misma.
- Filtro paso bajo.

Respecto al seguimiento del punto de máxima potencia se ha desarrollado un algoritmo específico, el cual a sido creado completamente con el programa VisSim, mediante el cual se consigue hacer un seguimiento controlado del MPP (punto de máxima potencia) en tiempo real. El usuario puede escoger el intervalo de tiempo que hay entre cada una de las perturbaciones consecutivas, esto es la frecuencia a la cuál se quiere actualizar la búsqueda de dicho punto, estando esta frecuencia limitada por el equipo informático que se esté empleando.

Mediante el algoritmo de lectura de frecuencia de la red, se consigue que el sistema inversor esté continuamente leyendo la frecuencia de red, consiguiendo que la señal PWM module el puente inversor, exactamente a la frecuencia leída de la en tiempo real, el objetivo de este sistema es el de evitar desequilibrios entre las fases conectadas, y



fallas eléctricas que se puedan transmitir a través de la red eléctrica produciendo se un efecto domino.

Para terminar con este proyecto decir que actualmente se conocen los costos de producción de la energía fotovoltaica y también la magnitud de los beneficios que se obtienen de su producción, como son la venta de energía, la cantidad de litros de combustible ahorrado así como la cantidad de emisiones evitadas. Aunque actualmente instalar sistemas de síntesis de energía renovables sea económicamente menos eficaz que otros tipos de generación de energía, como puede ser la nuclear, las centrales térmicas, o la quema de combustibles fósiles en general, hay que seguir evolucionando a un mundo alimentado por energías renovables. Poco a poco los costes de esta energía irán disminuyendo de manera inversamente proporcionalmente a la demanda que exista. Pero de momento las razones financieras deben ser reconsideradas al reconocer los beneficios para la sociedad de los factores mencionados.



## **6. Trabajos futuros**

A continuación se expone de que manera se podría continuar el proyecto y las mejoras futuras que se pueden añadir.



En el filtro diseñado se ha hecho un estudio a fondo de la eliminación de las componentes armónicas, aunque como se ha visto, mediante modulación PWM el contenido de armónicos generados no es uno de los problemas que contiene esta modulación. Pero en el caso de que la instalación fotovoltaica alimentase algún tipo de carga en el que la calidad de la onda fuera un factor determinante, es conveniente “limpiar” dicha onda, para conseguir un sistema generador más perfecto. También existe un inconveniente de exceso de consumo en el filtro,

El seguimiento del punto de máxima potencia, produce un acercamiento a dicho punto incrementando  $V_{ref}$  de unidad en unidad predefinida. Pero la desventaja de este algoritmo es que cuanto más precisión se busque en el MPP, más lentamente se produce el encuentro de este punto.



## **7. Bibliografía y Consultas electrónicas**



## 7.1. Libros y Manuales

- “Electrónica de Potencia”. DANIEL W. HART. Ed. Prentice Hall, 2001.
- “Electrónica de Potencia: Componentes, Circuitos y Aplicaciones”. F.F. MAZDA. Paraninfo. 1995.
- “Principles of Power Electronics”. J.G. KASSAKIAN.. Ed. Addison Wesley.
- “Power electronics, converters, applications and design”. MOHAN, N., UNDELAND, T.M., ROBBINS, W.P. John Wiley & Sons, 2003.
- “Sistemas de Alimentación Conmutados” . MUÑOZ, J.L., HERNÁNDEZ S.. Ed. Paraninfo. 1996.
- “Power Electronics: circuits, devices and applications” .RASHID, M.H. Prentice-Hall, 1993.
- “Electrónica Industrial”. Servicio de Publicaciones E.T.S.I. Industriales de Madrid, 1989. ALDANA, F., PUENTE, E.A., MARTÍNEZ, P.:
- “Electrónica analógica” CUESTA, L., GIL, A., REMIRO, R.: McGraw-Hill, 1991.
- “Electrónica analógica”. FRAILE, J., GARCÍA, P Servicio de Publicaciones E.T.S.I. Caminos de Madrid, 1984.
- “Principios de Electrónica. McGraw-Hill” MALVINO: 5ª Edición, 1994.





**Diseño y Simulación de un Inversor Monofásico en  
Puente Completo Modulador mediante PWM Para un Sistema de placas Fotovoltaico**

---

- OTERO ARIAS, J., VELASCO BALLANO, J.: Problemas de Electrónica analógica. Paraninfo, 1993.
- SEDRA: Microelectronic circuits. Oxford University Press, 1998.
- WESTE, N., ESHRAGHIAN, K.: Principles of CMOS VLSI design. A system perspective. Addison-Wesley Publishing Company, 1985.



## 7.2. Artículos

-“Review of the maximum power point tracking algorithms for stand-alone photovoltaic systems”, Vicente Salas, E. Olías, A. Barrado, A. Lázaro.(Universidad Carlos III de Madrid).

## 7.3. Recursos de Internet

- <http://www.tramatecnoambiental.es>
- <http://www.aemet.es/es/nuevaweb>
- <http://www.censolar.es/menu2.htm>
- <http://www.solarweb.net/>
- <http://www.energiasolar.es/>
- <http://www.ibersolar.com/>
- <http://www.abengoasolar.com/sites/solar/es/>
- <http://www.sitiosolar.com/>
- <http://www.instalacionenergiasolar.com/>



## **8. Anexos**

Integrated Power Hybrid IC for  
Appliance Motor Drive Applications.

**10A, 600V**

**with Internal Shunt Resistor**

### Description

International Rectifier's IRAMS10UP60B is an Integrated Power Module developed and optimized for electronic motor control in appliance applications such as washing machines and refrigerators. Plug N Drive technology offers an extremely compact, high performance AC motor-driver in a single isolated package for a very simple design. An internal shunt is also included and offers easy current feedback and overcurrent monitor for precise and safe operation. A built-in temperature monitor and over-current protection, along with the short-circuit rated IGBTs and integrated under-voltage lockout function, deliver high level of protection and fail-safe operation. The integration of the bootstrap diodes for the high-side driver section, and the single polarity power supply required to drive the internal circuitry, simplify the utilization of the module and deliver further cost reduction advantages.

### Features

- RoHS Compliant
- Internal Shunt Resistor
- Integrated Gate Drivers and Bootstrap Diodes
- Temperature Monitor
- Fully Isolated Package
- Low  $V_{CE(on)}$  Non Punch Through IGBT Technology
- Undervoltage lockout for all channels
- Matched propagation delay for all channels
- Schmitt-triggered input logic
- Cross-conduction prevention logic
- Lower di/dt gate driver for better noise immunity
- Motor Power range 0.4~0.75kW / 85~253 Vac
- Isolation 2000V<sub>RMS</sub> /1min and CTI > 600V
- UL certification pending (UL number: E78996)



### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Description	Values	Units
$V_{CES} / V_{RRM}$	IGBT/Diode Blocking Voltage	600	V
$V^+$	Positive Bus Input Voltage	450	
$I_O @ T_C=25^{\circ}C$	RMS Phase Current (Note 1)	10	A
$I_O @ T_C=100^{\circ}C$	RMS Phase Current (Note 1)	5	
$I_O$	Pulsed RMS Phase Current (Note 2)	15	
$F_{PWM}$	PWM Carrier Frequency	20	kHz
$P_D$	Power dissipation per IGBT @ $T_C = 25^{\circ}C$	27	W
$V_{ISO}$	Isolation Voltage (1min)	2000	V <sub>RMS</sub>
$T_J$ (IGBT & Diodes)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	$^{\circ}C$
$T_J$ (Driver IC)	Operating Junction temperature Range	-40 to +150	
T	Mounting torque Range (M3 screw)	0.5 to 1.0	Nm

Note 1: Sinusoidal Modulation at  $V^+=400V$ ,  $T_J=150^{\circ}C$ ,  $F_{PWM}=20kHz$ , Modulation Depth=0.8, PF=0.6, See Figure 3.

Note 2:  $t_P < 100ms$ ;  $T_C=25^{\circ}C$ ;  $F_{PWM}=20kHz$ . Limited by IBUS-ITRIP, see Table "Inverter Section Electrical Characteristics"

International  
**IOR** Rectifier

## Absolute Maximum Ratings (Continued)

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	Conditions
$I_{BDF}$	Bootstrap Diode Peak Forward Current	---	4.5	A	$t_p = 10\text{ms}$ , $T_J = 150^\circ\text{C}$ , $T_C = 100^\circ\text{C}$
$P_{BR \text{ Peak}}$	Bootstrap Resistor Peak Power (Single Pulse)	---	80	W	$t_p = 100\mu\text{s}$ , $T_C = 100^\circ\text{C}$ ESR / ERJ series
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	$V_{B1,2,3} - 25$	$V_{B1,2,3} + 0.3$	V	
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage	-0.3	600	V	
$V_{CC}$	Low Side and logic fixed supply voltage	-0.3	20	V	
$V_{IN}, V_{EN}, V_{ITRIP}$	Input voltage LIN, HIN, EN, $I_{Trip}$	-0.3	Lower of ( $V_{SS} + 15\text{V}$ ) or $V_{CC} + 0.3\text{V}$	V	

## Inverter Section Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	---	---	V	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $I_C = 250\mu\text{A}$
$\Delta V_{(BR)CES} / \Delta T$	Temperature Coefficient of Breakdown Voltage	---	0.57	---	V/ $^\circ\text{C}$	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $I_C = 1.0\text{mA}$ ( $25^\circ\text{C} - 150^\circ\text{C}$ )
$V_{CE(ON)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	---	1.70	2.00	V	$I_C = 5\text{A}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$
		---	2.00	2.40		$I_C = 5\text{A}$ , $V_{CC} = 15\text{V}$ , $T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	---	5	80	$\mu\text{A}$	$V_{IN} = 5\text{V}$ , $V^+ = 600\text{V}$
		---	10	---		$V_{IN} = 5\text{V}$ , $V^+ = 600\text{V}$ , $T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{FM}$	Diode Forward Voltage Drop	---	1.80	2.35	V	$I_C = 5\text{A}$
		---	1.30	1.70		$I_C = 5\text{A}$ , $T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{BDFM}$	Bootstrap Diode Forward Voltage Drop	--	--	1.25	V	$I_F = 1\text{A}$
		---	---	1.10		$I_F = 1\text{A}$ , $T_J = 150^\circ\text{C}$
$R_{BR}$	Bootstrap Resistor Value	---	2	---	$\Omega$	$T_J = 25^\circ\text{C}$
$\Delta R_{BR}/R_{BR}$	Bootstrap Resistor Tolerance	---	---	$\pm 5$	%	$T_J = 25^\circ\text{C}$
$I_{BUS\_TRIP}$	Current Protection Threshold (positive going)	13.1	---	16.4	A	$T_J = -40^\circ\text{C}$ to $125^\circ\text{C}$ See fig. 2

## Inverter Section Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$E_{ON}$	Turn-On Switching Loss	---	200	235	$\mu\text{J}$	$I_C=5\text{A}$ , $V^+=400\text{V}$ $V_{CC}=15\text{V}$ , $L=2\text{mH}$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See CT1
$E_{OFF}$	Turn-Off Switching Loss	---	75	100		
$E_{TOT}$	Total Switching Loss	---	275	335		
$E_{REC}$	Diode Reverse Recovery energy	---	15	25		
$t_{RR}$	Diode Reverse Recovery time	---	70	100	ns	See CT1
$E_{ON}$	Turn-On Switching Loss	---	300	360	$\mu\text{J}$	$I_C=5\text{A}$ , $V^+=400\text{V}$ $V_{CC}=15\text{V}$ , $L=2\text{mH}$ , $T_J=150^\circ\text{C}$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery See CT1
$E_{OFF}$	Turn-off Switching Loss	---	135	165		
$E_{TOT}$	Total Switching Loss	---	435	525		
$E_{REC}$	Diode Reverse Recovery energy	---	30	40		
$t_{RR}$	Diode Reverse Recovery time	---	100	145	ns	See CT1
$Q_G$	Turn-On IGBT Gate Charge	---	29	44	nC	$I_C=15\text{A}$ , $V^+=400\text{V}$ , $V_{GE}=15\text{V}$
RBSOA	Reverse Bias Safe Operating Area	FULL SQUARE				$T_J=150^\circ\text{C}$ , $I_C=5\text{A}$ , $V_P=600\text{V}$ $V^+=450\text{V}$ $V_{CC}=+15\text{V}$ to $0\text{V}$ See CT3
SCSOA	Short Circuit Safe Operating Area	10	---	---	$\mu\text{s}$	$T_J=150^\circ\text{C}$ , $V_P=600\text{V}$ , $V^+=360\text{V}$ , $V_{CC}=+15\text{V}$ to $0\text{V}$ See CT2
$I_{CSC}$	Short Circuit Collector Current	---	47	---	A	$T_J=150^\circ\text{C}$ , $V_P=600\text{V}$ , $t_{SC}<10\mu\text{s}$ $V^+=360\text{V}$ , $V_{GE}=15\text{V}$ $V_{CC}=+15\text{V}$ to $0\text{V}$ See CT2

## Recommended Operating Conditions Driver Function

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltages are absolute referenced to COM/ $I_{TRIP}$ . The  $V_S$  offset is tested with all supplies biased at 15V differential (Note 3)

Symbol	Definition	Min	Max	Units
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage	$V_S+12$	$V_S+20$	V
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	Note 4	450	
$V_{CC}$	Low side and logic fixed supply voltage	12	20	V
$V_{ITRIP}$	$I_{TRIP}$ input voltage	$V_{SS}$	$V_{SS}+5$	
$V_{IN}$	Logic input voltage LIN, HIN	$V_{SS}$	$V_{SS}+5$	V
$V_{EN}$	Logic input voltage EN	$V_{SS}$	$V_{SS}+5$	V

Note 3: For more details, see IR21363 data sheet

Note 4: Logic operational for  $V_S$  from COM-5V to COM+600V. Logic state held for  $V_S$  from COM-5V to COM- $V_{BS}$ .  
(please refer to DT97-3 for more details)

## Static Electrical Characteristics Driver Function

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS1,2,3}$ )=15V, unless otherwise specified. The  $V_{IN}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to COM/ $I_{TRIP}$  and are applicable to all six channels. (Note 3)

Symbol	Definition	Min	Typ	Max	Units
$V_{INH}$ , $V_{ENH}$	Logic "0" input voltage	3.0	---	---	V
$V_{INL}$ , $V_{ENL}$	Logic "1" input voltage	---	---	0.8	V
$V_{CCUV+}$ , $V_{BSUV+}$	$V_{CC}$ and $V_{BS}$ supply undervoltage Positive going threshold	10.6	11.1	11.6	V
$V_{CCUV-}$ , $V_{BSUV-}$	$V_{CC}$ and $V_{BS}$ supply undervoltage Negative going threshold	10.4	10.9	11.4	V
$V_{CCUVH}$ , $V_{BSUVH}$	$V_{CC}$ and $V_{BS}$ supply undervoltage lock-out hysteresis	---	0.2	---	V
$V_{IN,Clamp}$	Input Clamp Voltage ( $HIN$ , $LIN$ , $I_{TRIP}$ ) $I_{IN}=10\mu A$	4.9	5.2	5.5	V
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current $V_{IN}=0V$	---	---	165	$\mu A$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current $V_{IN}=0V$	---	---	3.35	mA
$I_{LK}$	Offset Supply Leakage Current	---	---	60	$\mu A$
$I_{IN+}$ , $I_{EN+}$	Input bias current $V_{IN}=5V$	---	200	300	$\mu A$
$I_{IN-}$ , $I_{EN-}$	Input bias current $V_{IN}=0V$	---	100	220	$\mu A$
$I_{TRIP+}$	$I_{TRIP}$ bias current $V_{ITRIP}=5V$	---	30	100	$\mu A$
$I_{TRIP-}$	$I_{TRIP}$ bias current $V_{ITRIP}=0V$	---	0	1	$\mu A$
$V(I_{TRIP})$	$I_{TRIP}$ threshold Voltage	440	490	540	mV
$V(I_{TRIP}, HYS)$	$I_{TRIP}$ Input Hysteresis	---	70	---	mV
$R_{ON/FLT}$	Fault Output ON Resistance	---	50	100	ohm

## Dynamic Electrical Characteristics

Driver only timing unless otherwise specified.)

Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$T_{ON}$	Input to Output propagation turn-on delay time (see fig.11)	---	590	---	ns	$V_{CC}=V_{BS}= 15V$ , $I_C=10A$ , $V^+=400V$
$T_{OFF}$	Input to Output propagation turn-off delay time (see fig. 11)	---	700	---	ns	
$T_{FLIN}$	Input Filter time ( $HIN$ , $LIN$ )	100	200	---	ns	$V_{IN}=0$ & $V_{IN}=5V$
$T_{BLT-Trip}$	$I_{TRIP}$ Blanking Time	100	150	---	ns	$V_{IN}=0$ & $V_{IN}=5V$
$D_T$	Dead Time ( $V_{BS}=V_{DD}=15V$ )	220	290	360	ns	$V_{BS}=V_{CC}=15V$
$M_T$	Matching Propagation Delay Time (On & Off)	---	40	75	ns	$V_{CC}= V_{BS}= 15V$ , external dead time> 400ns
$T_{ITrip}$	$I_{Trip}$ to six switch to turn-off propagation delay (see fig. 2)	---	---	1.75	$\mu s$	$V_{CC}=V_{BS}= 15V$ , $I_C=10A$ , $V^+=400V$
$T_{FLT-CLR}$	Post $I_{Trip}$ to six switch to turn-off clear time (see fig. 2)	---	7.7	---	ms	$T_C = 25^{\circ}C$
		---	6.7	---		$T_C = 100^{\circ}C$



**Thermal and Mechanical Characteristics**

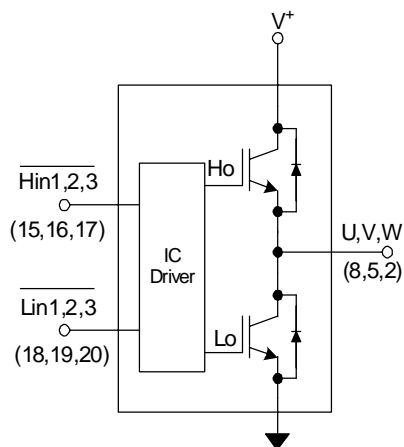
Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$R_{th(J-C)}$	Thermal resistance, per IGBT	---	4.2	4.7	°C/W	Flat, greased surface. Heatsink compound thermal conductivity 1W/mK
$R_{th(J-C)}$	Thermal resistance, per Diode	---	5.5	6.5		
$R_{th(C-S)}$	Thermal resistance, C-S	---	0.1	---		
$C_D$	Creepage Distance	3.2	---	---	mm	See outline Drawings

**Internal Current Sensing Resistor - Shunt Characteristics**

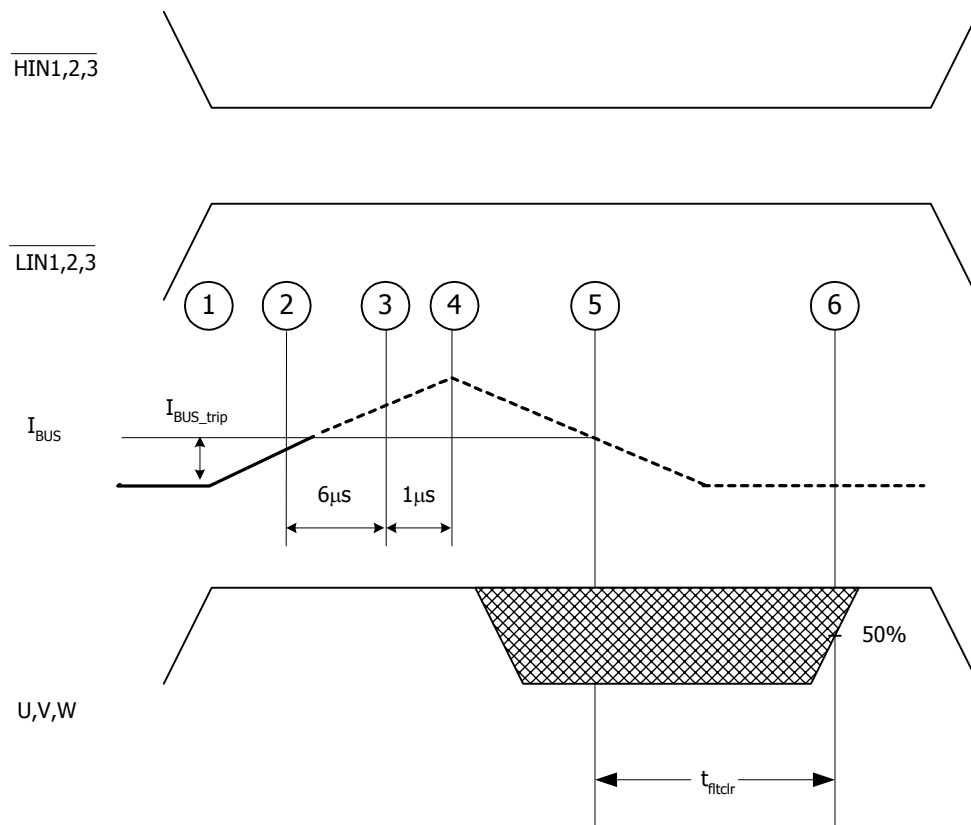
Symbol	Parameter	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$R_{Shunt}$	Resistance	33.0	33.3	33.7	mΩ	$T_C = 25^\circ\text{C}$
$T_{Coeff}$	Temperature Coefficient	0	---	200	ppm/°C	
$P_{Shunt}$	Power Dissipation	---	---	2.2	W	$-40^\circ\text{C} < T_C < 100^\circ\text{C}$
$T_{Range}$	Temperature Range	-40	---	125	°C	

**Internal NTC - Thermistor Characteristics**

Parameter	Definition	Min	Typ	Max	Units	Conditions
$R_{25}$	Resistance	97	100	103	kΩ	$T_C = 25^\circ\text{C}$
$R_{125}$	Resistance	2.25	2.52	2.80	kΩ	$T_C = 125^\circ\text{C}$
B	B-constant (25-50°C)	4165	4250	4335	k	$R_2 = R_1 e^{[B(1/T_2 - 1/T_1)]}$
Temperature Range		-40		125	°C	
Typ. Dissipation constant			1		mW/°C	$T_C = 25^\circ\text{C}$

**Input-Output Logic Level Table**

FLT- EN	$I_{TRIP}$	$\overline{HIN1,2,3}$	$\overline{LIN1,2,3}$	U,V,W
1	0	0	1	$V^+$
1	0	1	0	0
1	0	1	1	Off
1	1	X	X	Off
0	X	X	X	Off



Sequence of events:

1-2) Current begins to rise

2) Current reaches  $I_{BUS\_Trip}$  level

2-3) Current is higher than  $I_{BUS\_Trip}$  for at least  $6\mu s$ . This value is the worst-case condition with very low over-current. In case of high current (short circuit), the actual delay will be smaller.

3-4) Delay between driver identification of over-current condition and disabling of all outputs

4) Current starts decreasing, eventually reaching 0

5) Current goes below  $I_{BUS\_trip}$ , the driver starts its auto-reset sequence

6) Driver is automatically reset and normal operation can resume (over-current condition must be removed by the time the drivers automatically resets itself)

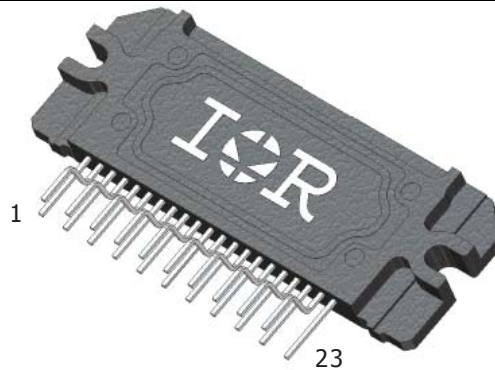
Figure 2.  $I_{Trip}$  Timing Waveform

Note 5: The shaded area indicates that both high-side and low-side switches are off and therefore the half-bridge output voltage would be determined by the direction of current flow in the load.

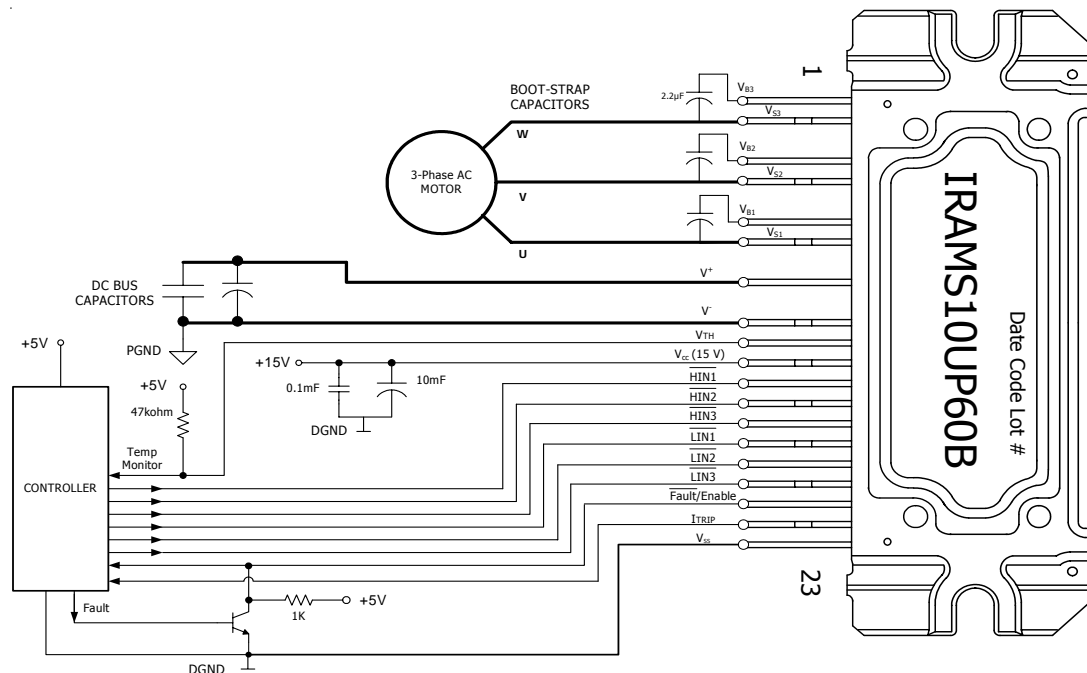
# IRAMS10UP60B

## Module Pin-Out Description

Pin	Name	Description
1	$V_{B3}$	High Side Floating Supply Voltage 3
2	$W, V_{S3}$	Output 3 - High Side Floating Supply Offset Voltage
3	NA	none
4	$V_{B2}$	High Side Floating Supply voltage 2
5	$V, V_{S2}$	Output 2 - High Side Floating Supply Offset Voltage
6	NA	none
7	$V_{B1}$	High Side Floating Supply voltage 1
8	$U, V_{S1}$	Output 1 - High Side Floating Supply Offset Voltage
9	NA	none
10	$V^+$	Positive Bus Input Voltage
11	NA	none
12	$V^-$	Negative Bus Input Voltage
13	$V_{TH}$	Temperature Feedback
14	$V_{CC}$	+15V Main Supply
15	$\overline{H_{IN1}}$	Logic Input High Side Gate Driver - Phase 1
16	$\overline{H_{IN2}}$	Logic Input High Side Gate Driver - Phase 2
17	$\overline{H_{IN3}}$	Logic Input High Side Gate Driver - Phase 3
18	$\overline{L_{IN1}}$	Logic Input Low Side Gate Driver - Phase 1
19	$\overline{L_{IN2}}$	Logic Input Low Side Gate Driver - Phase 2
20	$\overline{L_{IN3}}$	Logic Input Low Side Gate Driver - Phase 3
21	$\overline{FLT}/Enable$	Fault Output and Enable Pin
22	$I_{TRIP}$	Current Sense and Itrip Pin
23	$V_{SS}$	Negative Main Supply



## Typical Application Connection IRAMS10UP60B



1. Electrolytic bus capacitors should be mounted as close to the module bus terminals as possible to reduce ringing and EMI problems. Additional high frequency ceramic capacitor mounted close to the module pins will further improve performance.
2. In order to provide good decoupling between  $V_{CC}$ - $V_{SS}$  and  $V_{B1,2,3}$ - $V_{S1,2,3}$  terminals, the capacitors shown connected between these terminals should be located very close to the module pins. Additional high frequency capacitors, typically 0.1 $\mu$ F, are strongly recommended.
3. Value of the boot-strap capacitors depends upon the switching frequency. Their selection should be made based on IR design tip DN 98-2a, application note AN-1044 or Figure 9. Bootstrap capacitor value must be selected to limit the power dissipation of the internal resistor in series with the  $V_{CC}$ . (see maximum ratings Table on page 3).
4. Current sense signal can be obtained from pin 22 and pin 23. Care should be taken to avoid having inverter current flowing through pin 22 to maintain required current measurement accuracy.
5. After approx. 8ms the FAULT is reset. (see Dynamic Characteristics Table on page 5).
6. PWM generator must be disabled within Fault duration to guarantee shutdown of the system, overcurrent condition must be cleared before resuming operation.
7. Fault/Enable pin must be pulled-up to +5V.

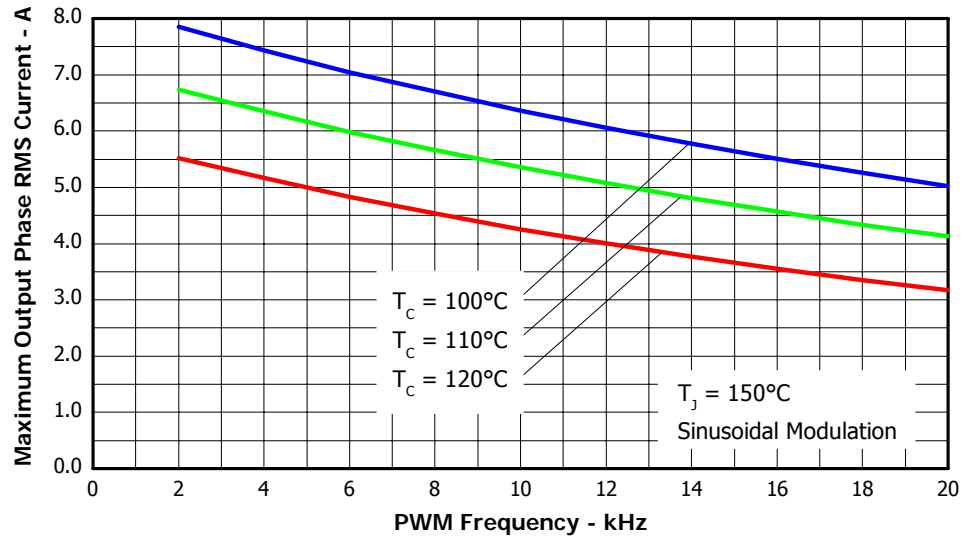


Figure 3. Maximum Sinusoidal Phase Current vs. PWM Switching Frequency  
 $V^+ = 400\text{V}$ ,  $T_j = 150^\circ\text{C}$ , Modulation Depth=0.8, PF=0.6

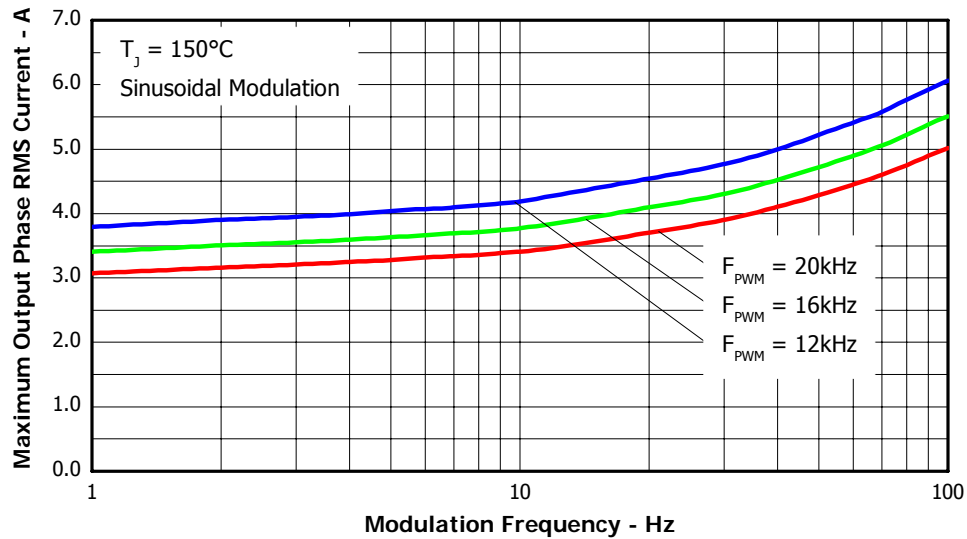


Figure 4. Maximum Sinusoidal Phase Current vs. Modulation Frequency  
 $V^+ = 400\text{V}$ ,  $T_j = 150^\circ\text{C}$ ,  $T_c = 100^\circ\text{C}$ , Modulation Depth=0.8, PF=0.6

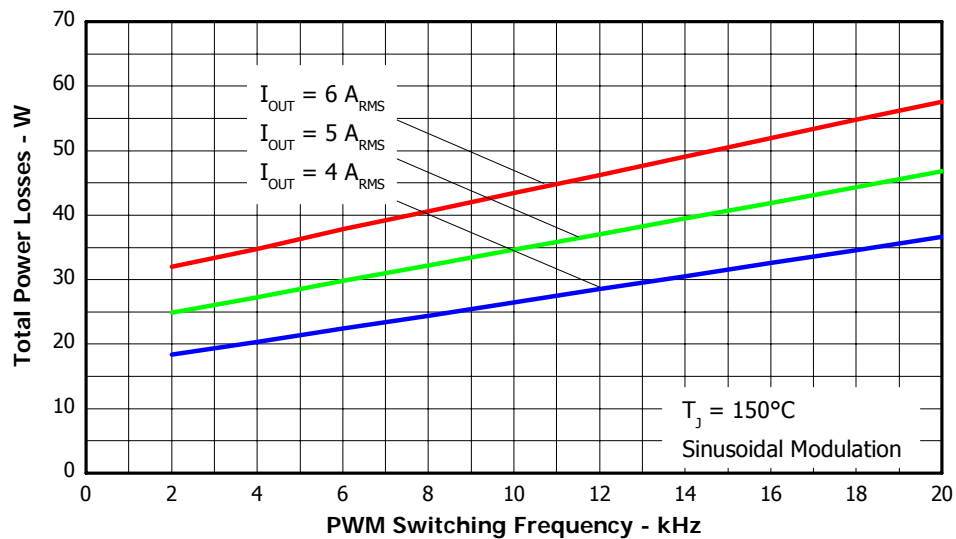


Figure 5. Total Power Losses vs. PWM Switching Frequency, Sinusoidal modulation  
 $V^+=400V$  ,  $T_j=150^\circ C$ , Modulation Depth=0.8, PF=0.6

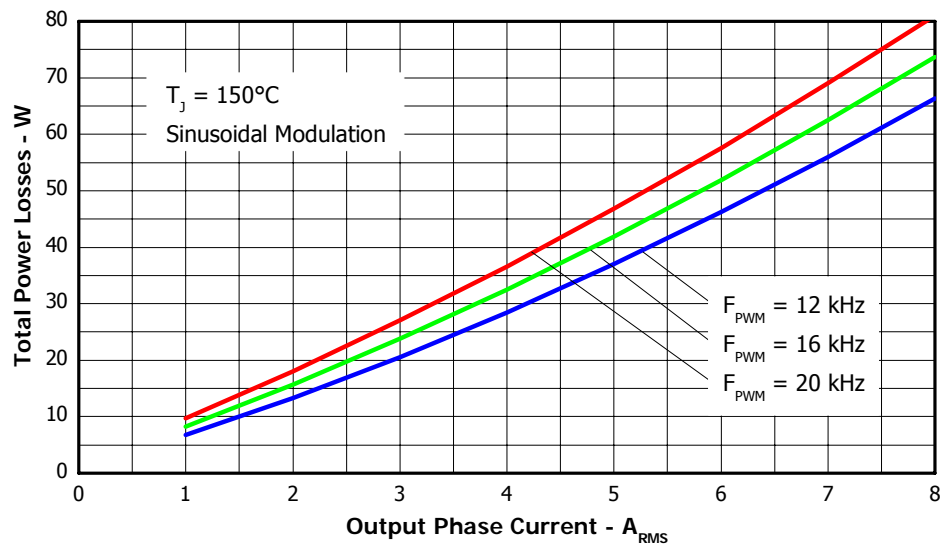


Figure 6. Total Power Losses vs. Output Phase Current, Sinusoidal modulation  
 $V_{BUS}=400V$  ,  $T_j=150^\circ C$ , Modulation Depth=0.8, PF=0.6

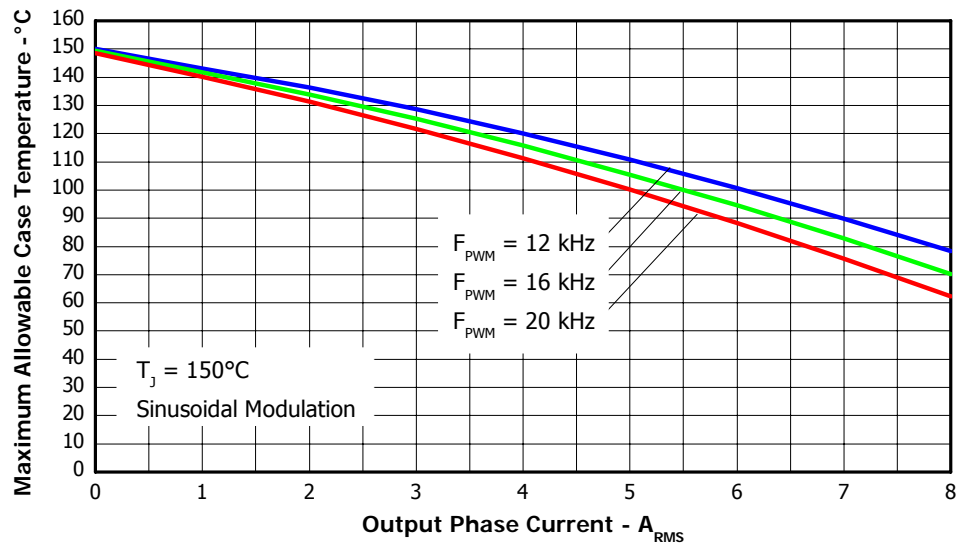


Figure 7. Maximum Allowable Case temperature vs. Output RMS Current per Phase

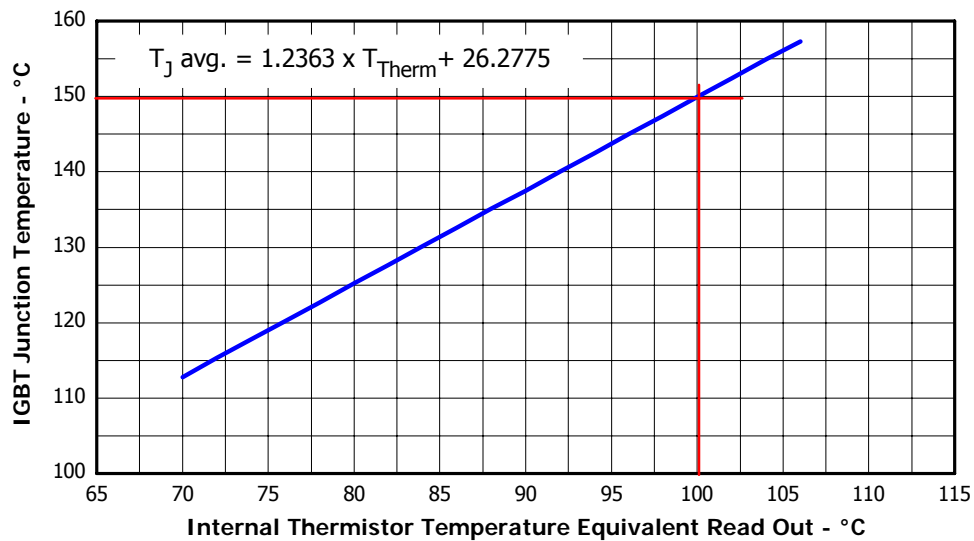


Figure 8. Estimated Maximum IGBT Junction Temperature vs. Thermistor Temperature

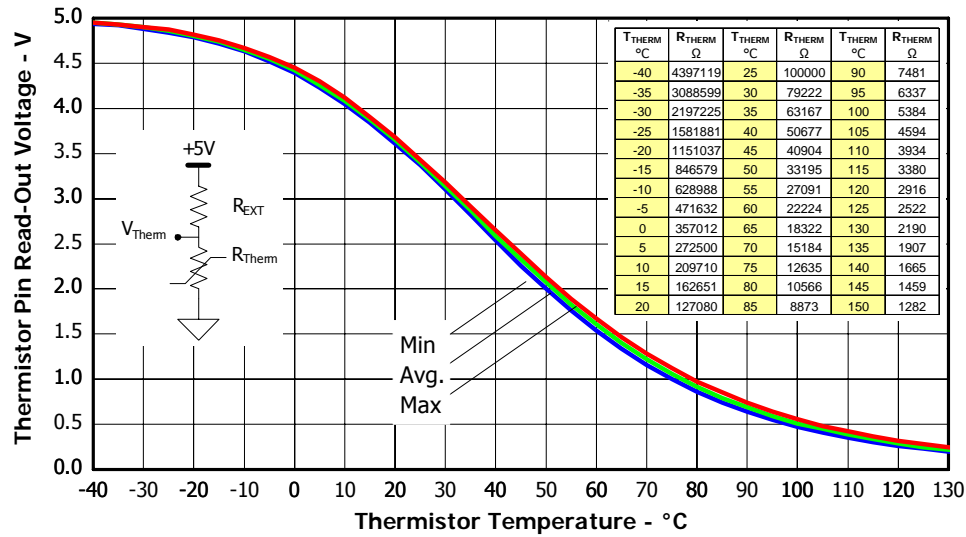


Figure 9. Thermistor Readout vs. Temperature (47kohm pull-up resistor, 5V) and Nominal Thermistor Resistance values vs. Temperature Table.

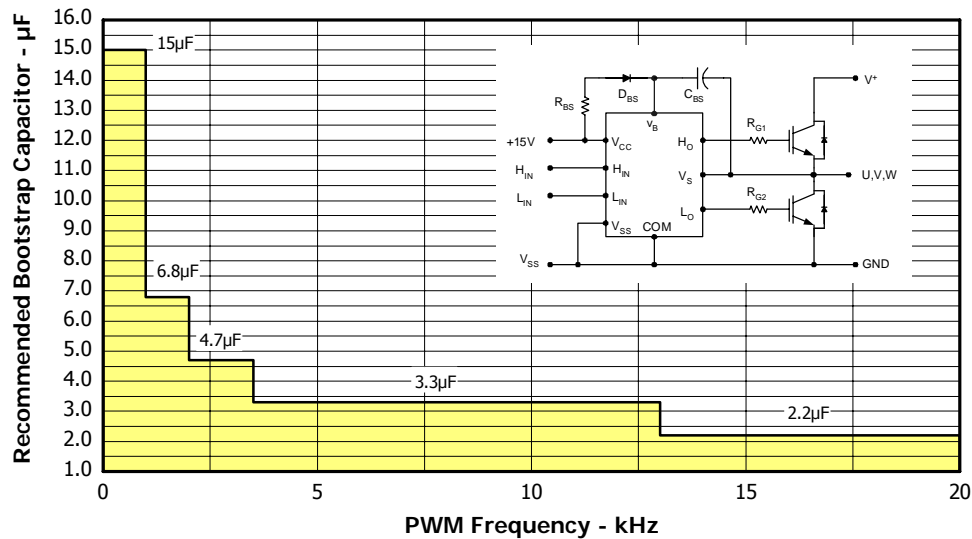


Figure 10. Recommended Bootstrap Capacitor Value vs. Switching Frequency



Figure 11. Switching Parameter Definitions

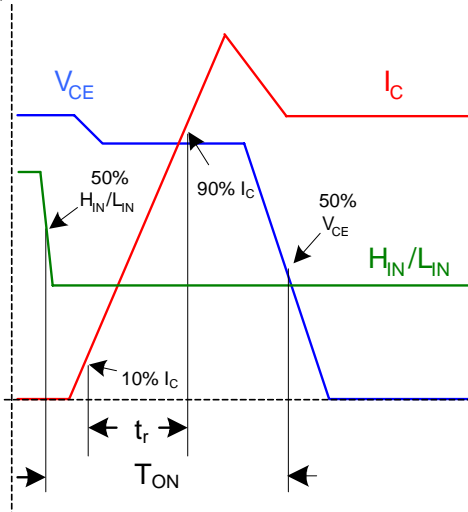


Figure 11a. Input to Output Propagation turn-on Delay Time

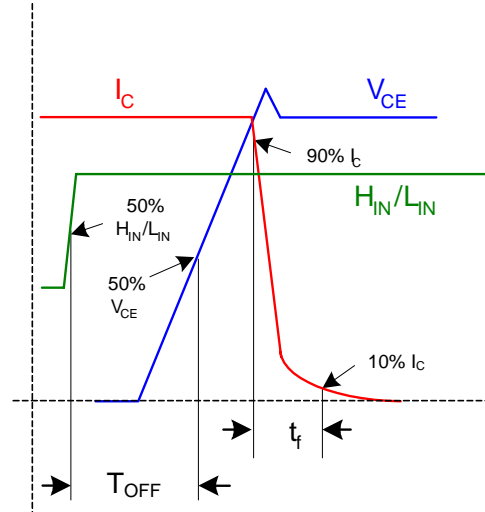


Figure 11b. Input to Output Propagation turn-off Delay Time

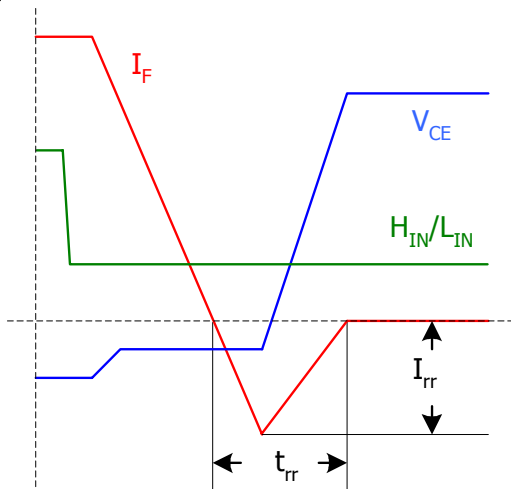


Figure 11c. Diode Reverse Recovery

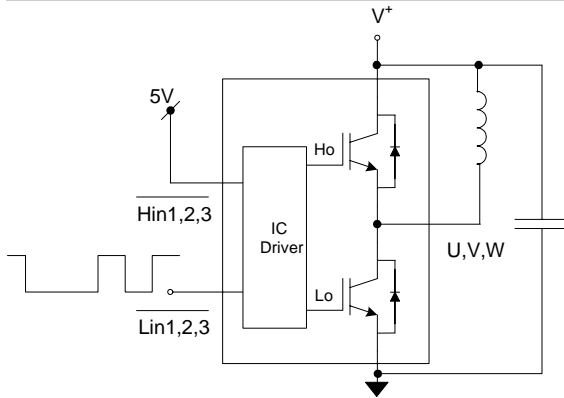


Figure CT1. Switching Loss Circuit

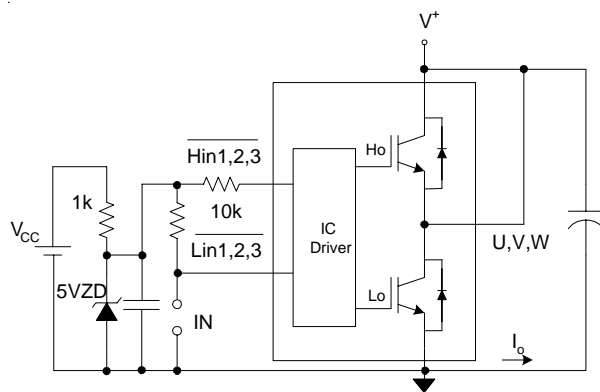
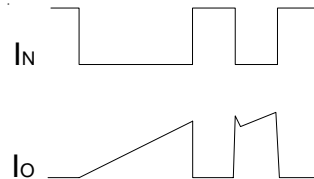


Figure CT2. S.C.SOA Circuit

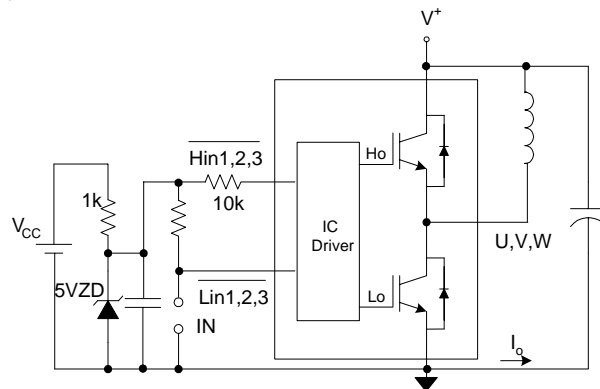
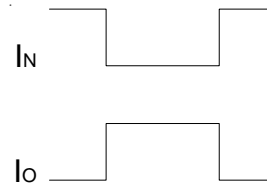
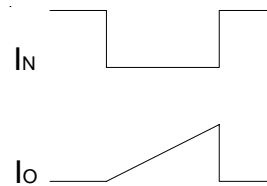


Figure CT3. R.B.SOA Circuit



# ***eZdsp<sup>TM</sup> F28335***

## ***Technical Reference***

## About This Manual

This document describes board level operations of the eZdsp™ F28335 based on the Texas Instruments TMS320F28335 Digital Signal Controller (DSC).

The eZdsp™ F28335 is a stand-alone module permitting engineers and software developers evaluation of certain characteristics of the TMS320F28335 DSC to determine processor applicability to design requirements. Evaluators can create software to execute onboard or expand the system in a variety of ways.

## Notational Conventions

This document uses the following conventions.

The “eZdsp™ F28335” will sometimes be referred to as the “eZdsp”.

“eZdsp” will include the socketed or unsocket version

Program listings, program examples, and interactive displays are shown in a special italic typeface. Here is a sample program listing.

```
equations  
!rd = !strobe&rw;
```

## Information About Cautions

This book may contain cautions.

***This is an example of a caution statement.***

A caution statement describes a situation that could potentially damage your software, hardware, or other equipment. The information in a caution is provided for your protection. Please read each caution carefully.

## Related Documents

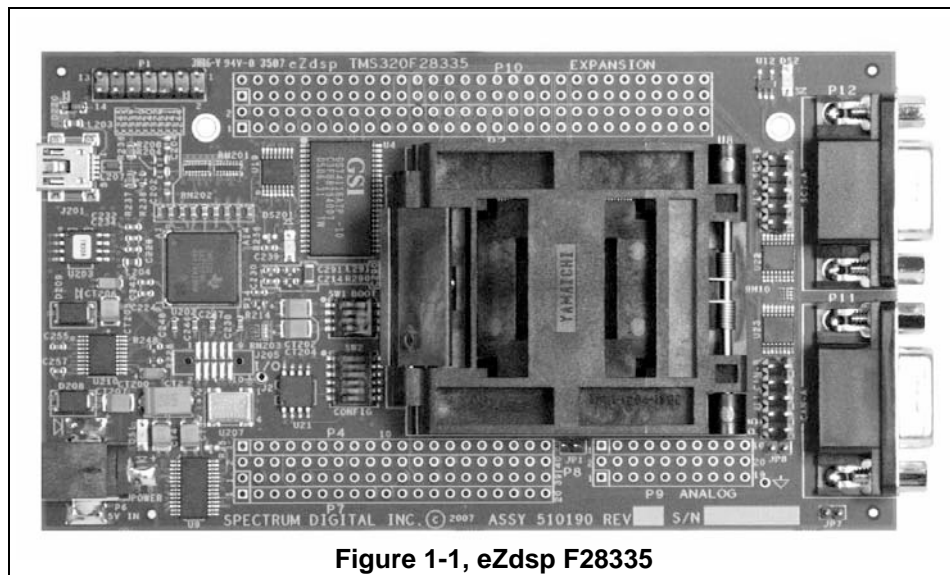
Texas Instruments TMS320F28335 Digital Signal Controllers Data Manual,  
literature #SPRS439  
Texas Instruments TMS320C28x DSP CPU and Instruction Set Reference Guide,  
literature #SPRU430  
Texas Instruments TMS320C28x Assembly Language Tools Users Guide,  
literature #SPRU513  
Texas Instruments TMS320C28x Optimizing C/C++ Compiler User's Guide,  
literature #SPRU514  
Texas Instruments Code Composer Studio Getting Started Guide,  
literature #SPRU509

## 1.0 Overview of the eZdsp™ F28335

The eZdsp™ F28335 is a stand-alone card--allowing developers to evaluate the TMS320F28335 digital signal controller (DSC) to determine if it meets their application requirements. Furthermore, the module is an excellent platform to develop and run software for the TMS320F28335 processor.

The eZdsp™ F28335 is shipped with a TMS320F28335 DSC. The eZdsp™ F28335 allows full speed verification of F28335 code. Several expansion connectors are provided for any necessary evaluation circuitry not provided on the as shipped configuration.

To simplify code development and shorten debugging time, a C2000 Code Composer Studio™ driver is provided. In addition, an onboard JTAG connector provides interface to emulators, with assembly language and 'C' high level language debug.



## **1.1 Key Features of the eZdsp™ F28335**

### **1.1.1 Hardware Features**

The eZdsp™ F28335 has the following features:

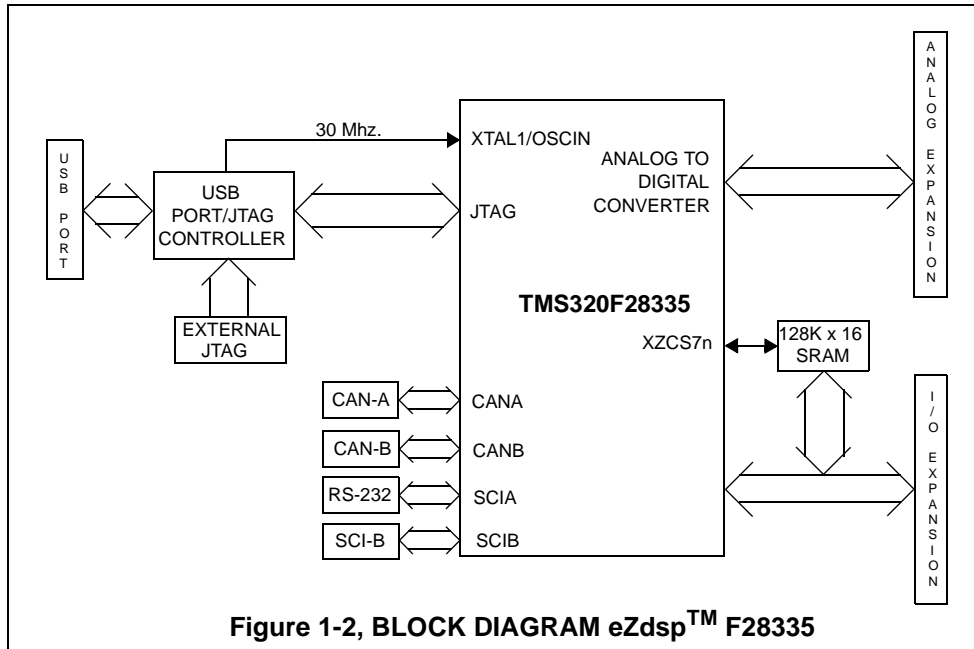
- TMS320F28335 Digital Signal Controller
- 150 Mhz. operating speed
- On chip 32-bit floating point unit
- 68K bytes on-chip RAM
- 512K bytes on-chip Flash memory
- 256K bytes off-chip SRAM memory
- On chip 12 bit Analog to Digital (A/D) converter with 16 input channels
- 30 MHz. input clock
- On board RS-232 connector with line driver
- On board CAN 2.0 interface with line driver and connector
- Multiple Expansion Connectors (analog, I/O)
- On board embedded USB JTAG Controller
- 5-volt only operation with supplied AC adapter
- On board IEEE 1149.1 JTAG emulation connector

### **1.1.2 Software Features**

- TI F28xx Code Composer Studio™ Integrated Development Environment, Version 3.3
- Texas Instruments' Flash APIs to support the F28335
- Texas Instruments' F28335 header files and example software

## 1.2 Functional Overview of the eZdsp™ F28335

Figure 1-1 shows a block diagram of the basic configuration for the eZdsp™ F28335. The major interfaces of the eZdsp are the JTAG interface, and expansion interface.



## 2.0 The eZdsp™ F28335 Operation

This chapter describes the eZdsp™ F28335, key components, and operation. Information on the eZdsp's various interfaces is also included. The eZdsp™ F28335 consists of four major blocks of logic:

- Analog Interface Connector
- I/O Interface Connector
- On board Memory
- JTAG Interface
- Embedded USB JTAG Controller Interface

### 2.1 The eZdsp™ F28335 Board

The eZdsp™ F28335 is a 5.35 x 3.0 inch, multi-layered printed circuit board, powered by an external 5-Volt only power supply. Figure 2-1 shows the layout of the top side of the F28335 eZdsp.

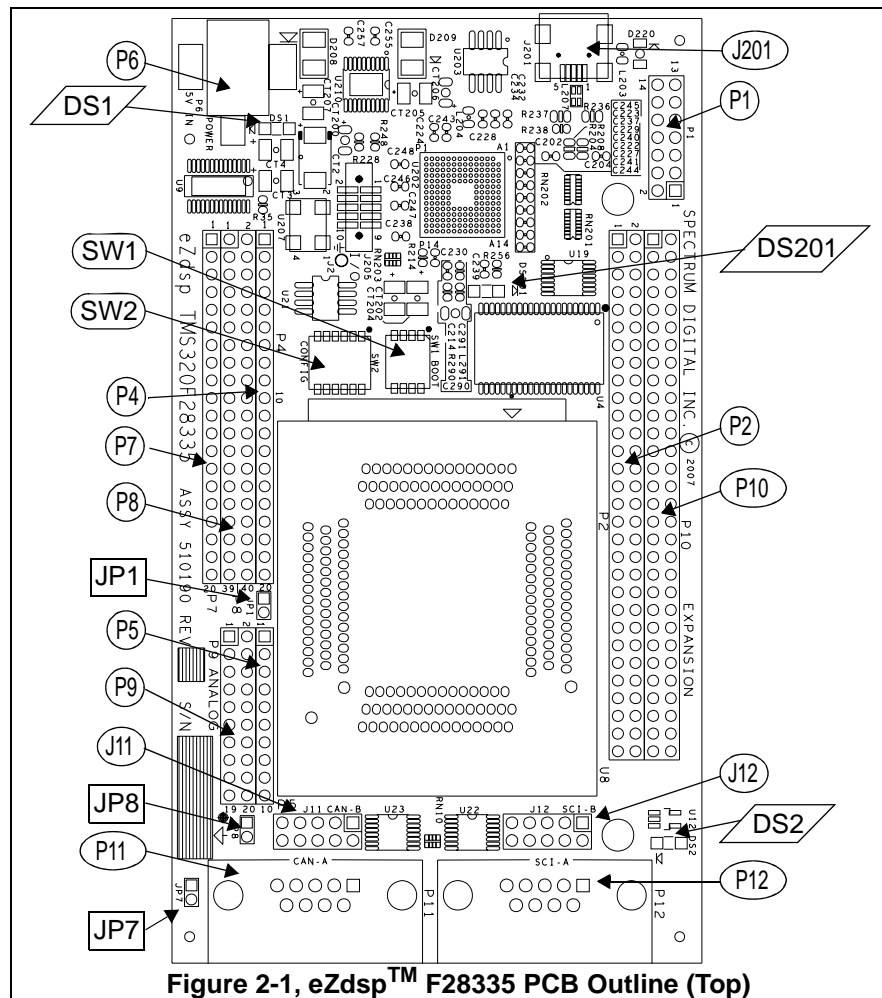
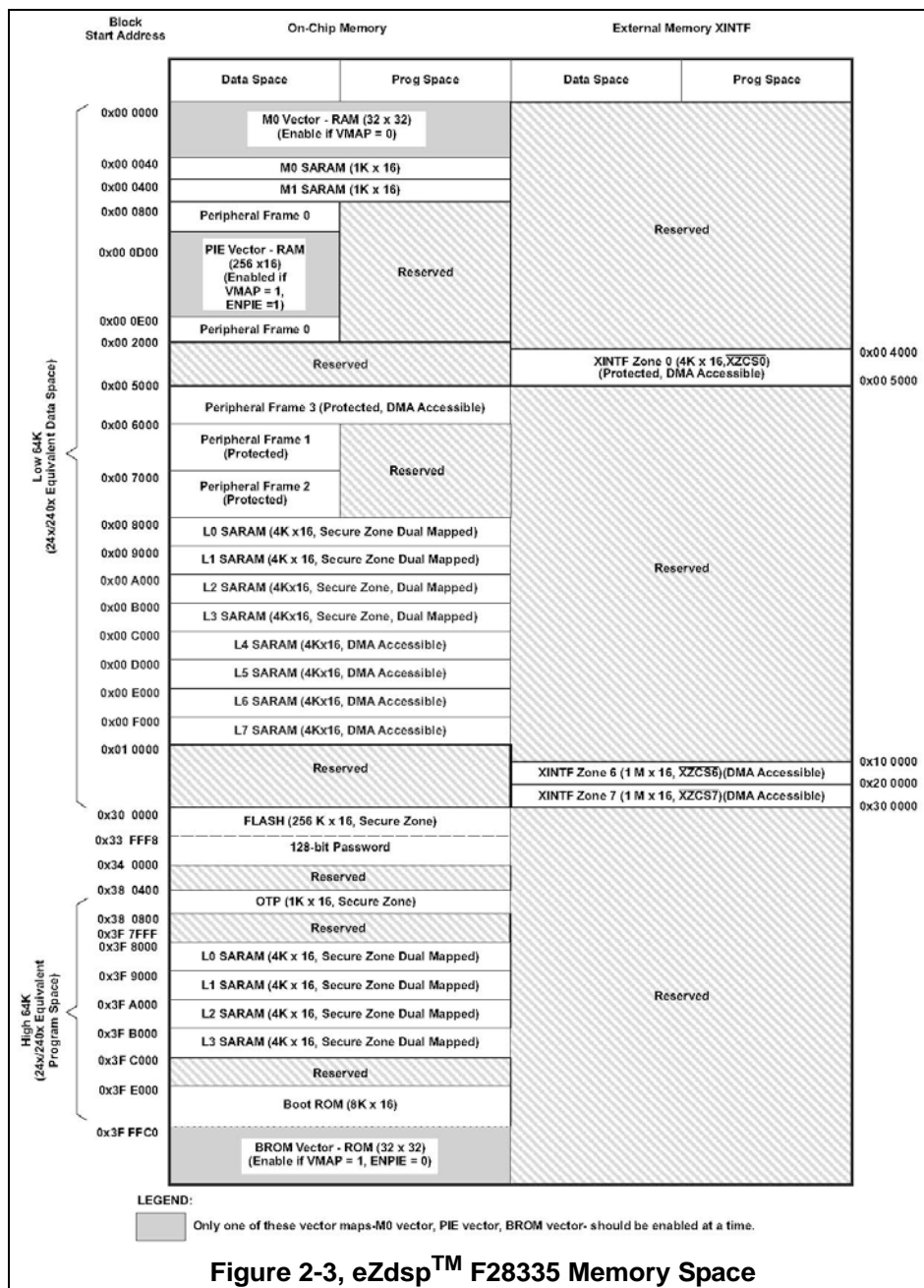


Figure 2-1, eZdsp™ F28335 PCB Outline (Top)



## 2.2.1 Memory Map

The figure below shows the memory map configuration on the eZdsp™ F28335.

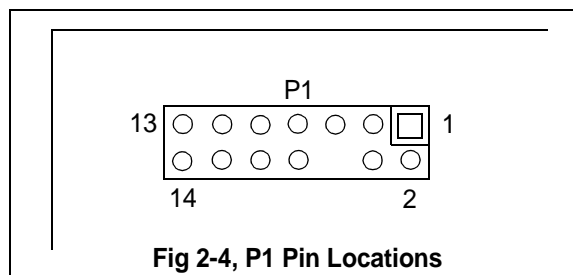


**Note:** The on-chip flash memory has a security key which can prevent visibility when enabled.

### 2.3.1 P1, JTAG Interface

The eZdsp™ F28335 is supplied with a 14-pin header interface, P1. This is the standard interface used by JTAG emulators to interface to Texas Instruments DSPs.

The positions of the 14 pins on the P1 connector are shown in the diagram below as viewed from the top of the eZdsp.



The definition of P1, which has the JTAG signals is shown below.

**Table 3: P1, JTAG Interface Connector**

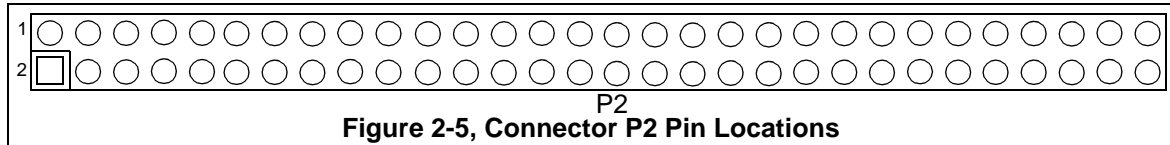
Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	XTMS	2	XTRST-
3	XTDI	4	GND
5	XTPD (+3.3/5V)	6	no pin
7	T_TDO	8	USBSEL
9	T_TCK RET	10	GND
11	XTCK	12	GND
13	T_EMU0	14	T_EMU1

#### **WARNING !**

The TMS320F28335 supports +3.3V Input/Output levels which are NOT +5V tolerant. Connecting the eZdsp to a system with +5V Input/Output levels will damage the TMS320F28335. If the eZdsp is connected to another target then the eZdsp must be powered up first and powered down last to prevent latchup conditions.

### 2.3.2 P2, Expansion Interface

The positions of the 60 pins on the P2 connector are shown in the figure below.



The definition of P2, which has the I/O signal interface is shown below.

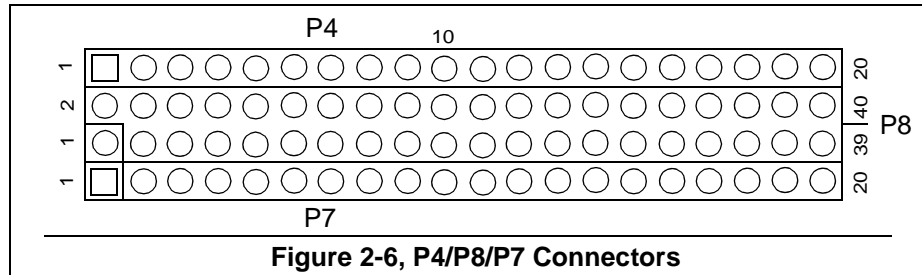
**Table 4: P2, Expansion Interface Connector**

Pin #	Signal	Pin #	Signal
1	+3.3V/+5V/NC *	2	+3.3/+5V/NC *
3	GPIO79_XD0	4	GPIO78_XD1
5	GPIO77_XD2	6	GPIO76_XD3
7	GPIO75_XD4	8	GPIO74_XD5
9	GPIO73_XD6	10	GPIO72_XD7
11	GPIO71_XD8	12	GPIO70_XD9
13	GPIO69_XD10	14	GPIO68_XD11
15	GPIO67_XD12	16	GPIO66_XD13
17	GPIO65_XD14	18	GPIO64_XD15
19	GPIO40_XA0_XWE1n	20	GPIO41_XA1
21	GPIO42_XA2	22	GPIO43_XA3
23	GPIO44_XA4	24	GPIO45_XA5
25	GPIO46_XA6	26	GPIO47_XA7
27	GPIO80_XA8	28	GPIO81_XA9
29	GPIO82_XA10	30	GPIO83_XA11
31	GPIO84_XA12	32	GPIO85_XA13
33	GPIO86_XA14	34	GPIO87_XA15
35	GND	36	GND
37	GPIO36_SCIRXDA_XZCS0n	38	GPIO37_ECAP2_XZCS7n
39	GPIO34_ECAP1_XREADY	40	B_GPIO28_SCIRXDA_XZCS6n
41	GPIO35_SCIRXDA_XRNW	42	10K Pull-up
43	GPIO38_WE0n	44	XRDn
45	+3.3V	46	No connect
47	DSP_RS <sub>n</sub>	48	XCLKOUT
49	GND	50	GND
51	GND	52	GND
53	GPIO39_XA16	54	GPIO31_CANTXA_XA17
55	GPIO30_CANRXA_XA18	56	GPIO14_TZ3n_XHOLDn_SCITXB_MCLKXB
57	GPIO15_XHOLDAn_SCIRXDB_MFSXB	58	GPIO29_SCITXDA_XA19
59	No connect	60	No connect

\* Default is No Connect (NC). User can jumper to +3.3V or +5V on backside of eZdsp with JR5.

### 2.3.3 P4/P8/P7, I/O Interface

The connectors P4, P8, and P7 present the I/O signals from the DSC. The layout of these connectors are shown below.



**Figure 2-6, P4/P8/P7 Connectors**

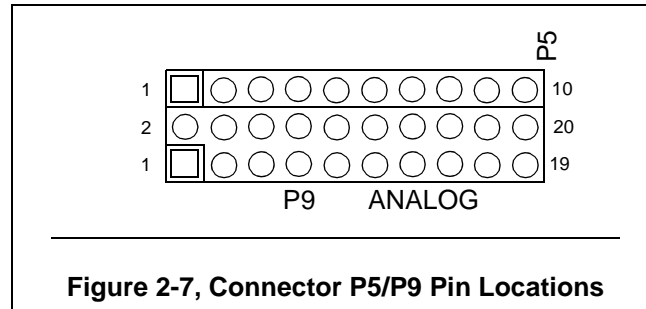
The pin definition of the P4 connector is shown in the table below.

**Table 5: P4, I/O Connectors**

Pin #	Signal
1	+3.3V/+5V/NC *
2	No connect
3	GPIO22_EQEP1S_MCLKRA_SCITXDB
4	GPIO7_EPWM4B_MCLKRA_ECAP2
5	GPIO23_EQEP1_MFSXA_SCIRXDB
6	GPIO5_EPWM3B_MFSRA_ECAP1
7	GPIO20_EAEP1A_MXDA_CANTXB
8	GPIO21_EQEP1B_MDRA_CANRXB
9	No connect
10	GND
11	GPIO3_EPWM2B_ECAP5_MCLKRB
12	GPIO1_EPWM1B/ECAP6/MFSRB
13	No connect
14	No connect
15	No connect
16	No connect
17	No connect
18	GPIO14_TZ3n_XHOLD_SCITXDB_MCLKXB
19	GPIO15_TZ4n_XHOLDA_SCIRXDB_MFSXB
20	GND

### 2.3.4 P5/P9, Analog Interface

The position of the 30 pins on the P5/P9 connectors are shown in the diagram below as viewed from the top of the eZdsp.



The definition of P5/P9 signals are shown in the table below.

**Table 8: P5/P9, Analog Interface Connector**

P5 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal	P9 Pin #	Signal
1	ADCINB0	1	GND	2	ADCINA0
2	ADCINB1	3	GND	4	ADCINA1
3	ADCINB2	5	GND	6	ADCINA2
4	ADCINB3	7	GND	8	ADCINA3
5	ADCINB4	9	GND	10	ADCINA4
6	ADCINB5	11	GND	12	ADCINA5
7	ADCINB6	13	GND	14	ADCINA6
8	ADCINB7	15	GND	16	ADCINA7
9	ADCREFM	17	GND	18	ADCLO *
10	ADCREFP	19	GND	20	No connect

\* Connect ADCLO to AGND or ADCLO of target system for proper ADC operation.

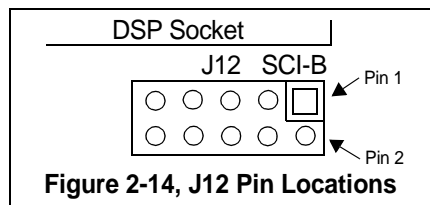
### 2.3.10 J12, SCIB 5 x 2 Header

The SCIB signals are routed through the MAX3238 line driver to a 5 x 2 double row header, J10. The pin numbers for J12 and their corresponding signals are shown in the table below.

**Table 13: J12, 5 x 2 Pinout**

Pin #	Signal Name	Direction	Pin #	Signal Name	Direction
1	No Connect		2	No Connect	
3	PCRXDB	Out	4	No Connect	
5	PCTXDB	In	6	No Connect	
7	No Connect		8	No Connect	
9	GND	N/A	10	No Connect	

The location of the pins are shown in the figure below.



### 2.3.11 J201, Embedded USB JTAG Interface

The USB connector J201 is used to connect to the host development system which is running the software development suite. The signals on this connector are shown in the table below.

**Table 14: J201, Embedded USB JTAG Interface**

Pin #	Signal Name
1	USBVDD
2	D-
3	D+
4	NC
5	USBVSS

### 2.3.12 Connector Part Numbers

The table below shows the part numbers for connectors which can be used on the eZdsp™ F28335. Part numbers from other manufacturers may also be used.

**Table 15: eZdsp™ F28335 Suggested Connector Part Numbers**

Connector	Male Part Numbers	Female Part Numbers
P1	SAMTEC TSW-1-10-07-G-T	SAMTEC SSW-1-10-01-G-T
P2	SAMTEC TSW-1-20-07-G-T	SAMTEC SSW-1-20-01-G-T

\*SSW or SSQ Series can be used

### 2.4 eZdsp™ F28335 Jumpers

The eZdsp™ F28335 has 7 jumpers available to the user which determine how features on the eZdsp™ F28335 are utilized. The table below lists the jumpers and their function. The following sections describe the use of each jumper.

**Table 16: eZdsp™ F28335 Jumpers**

Jumper #	Size	Function	Position As Shipped From Factory
JP1	1 x 2	U29, Pin 2 to ADCREFIN	Installed
JR2	1 x 3	+3.3/5V to XTPD	+3.3 volts
JR4	1 x 3	+5/3.3V to P4, P8	Not populated
JR5	1 x 3	+5/3.3V to P2, P10	Not populated
JR6	1 x 3	MUX GPIO22_24 Select	GPIO24
JP7	1 x 2	CANA Terminator Resistor	Installed
JP8	1 x 2	CANB Terminator Resistor	Installed

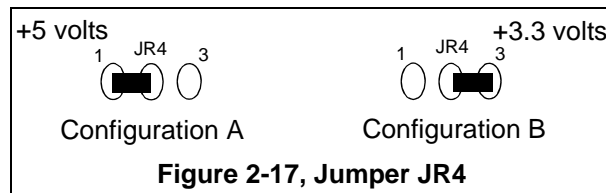
### 2.4.3 JR4, Connector P4, P8 Voltage Select

Jumper JR4 is a surface mount jumper located on the bottom side of the board. To use a configuration a zero ohm resistor should be used for shorting. This jumper allows the user to bring +5 or +3.3 volts to connector P4, pin1, and connector P8, pins 1 and 2. When configuration A is used +5 volts is brought to the connectors. Configuration B routes +3.3 volts to these connectors. These settings are shown below.

**Table 19: JR4, Connector P4, P8 Voltage Select**

Configuration	Function
A	+5 volts routed to P2, pins 1, P8, pins 1,2
B	+3.3 volts routed to P2, pins 1, P8, pins 1,2

The layout of this jumper is shown in the figure below.



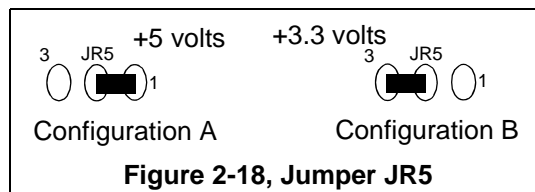
### 2.4.4 JR5, Connector P2, P10 Voltage Select

Jumper JR5 is a surface mount jumper located on the bottom side of the board. To use a configuration a zero ohm resistor should be used for shorting. This jumper allows the user to bring +5 or +3.3 volts to connector P2, pin1 and 2, and connector P10, pins 1 and 2. When configuration A is used +5 volts is brought to the connectors. Configuration B routes +3.3 volts to these connectors. These settings are shown below.

**Table 20: JR5, Connector P2, P10 Voltage Select**

Configuration	Function
A	+5 volts routed to P2, pins 1,2, P10, pins 1,2
B	+3.3 volts routed to P2, pins 1,2, P10, pins 1,2

The layout of this jumper is shown in the figure below.





### 2.6.1 SW2, Processor Configuration Switch

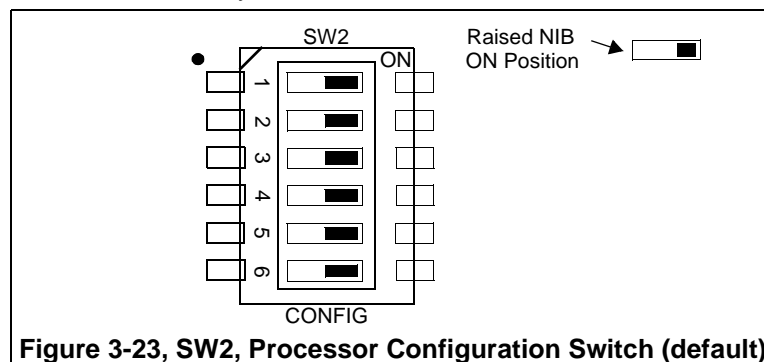
Switch SW2 is used to select the processor configuration. The eZdsp™ F28335 supports 2 on board SCI ports and 2 on board CAN ports. These ports can be used on board or routed to expansion connectors. Switch SW2 controls this configuration. These selections are shown in the table below.

**Table 26: SW2, Processor Configuration Switch**

Position	State	Value	Function
1	OFF	1	Select GPIO28, GPIO29, GPIO30, GPIO31 as expansion
1	ON *	0	Select GPIO28, GPIO29, GPIO30, GPIO31 as on board SCI/CAN A
2	OFF	1	Disable MUX U22
2	ON *	0	Enable MUX U22
3	OFF	1	Select GPIO8, GPIO9, GPIO10, GPIO11 as expansion
3	ON *	0	Select GPIO8, GPIO9, GPIO10, GPIO11 as on board SCI/CAN B
4	OFF	1	Disable MUX U23
4	ON *	0	Enable MUX U23
5	OFF	1	Write protect I <sup>2</sup> C EEPROM
5	ON *	0	Enable Writes to I <sup>2</sup> C EEPROM
6	OFF	1	I <sup>2</sup> C EEPROM lowest address is 1
6	ON *	0	I <sup>2</sup> C EEPROM lowest address is 0

\* default

The figure below shows the layout of SW2.



**Figure 3-23, SW2, Processor Configuration Switch (default)**

## 2.7 Test Points

The eZdsp™ F28335 has fifteen test points. Their location on the bottom of the board are shown in the figure below.

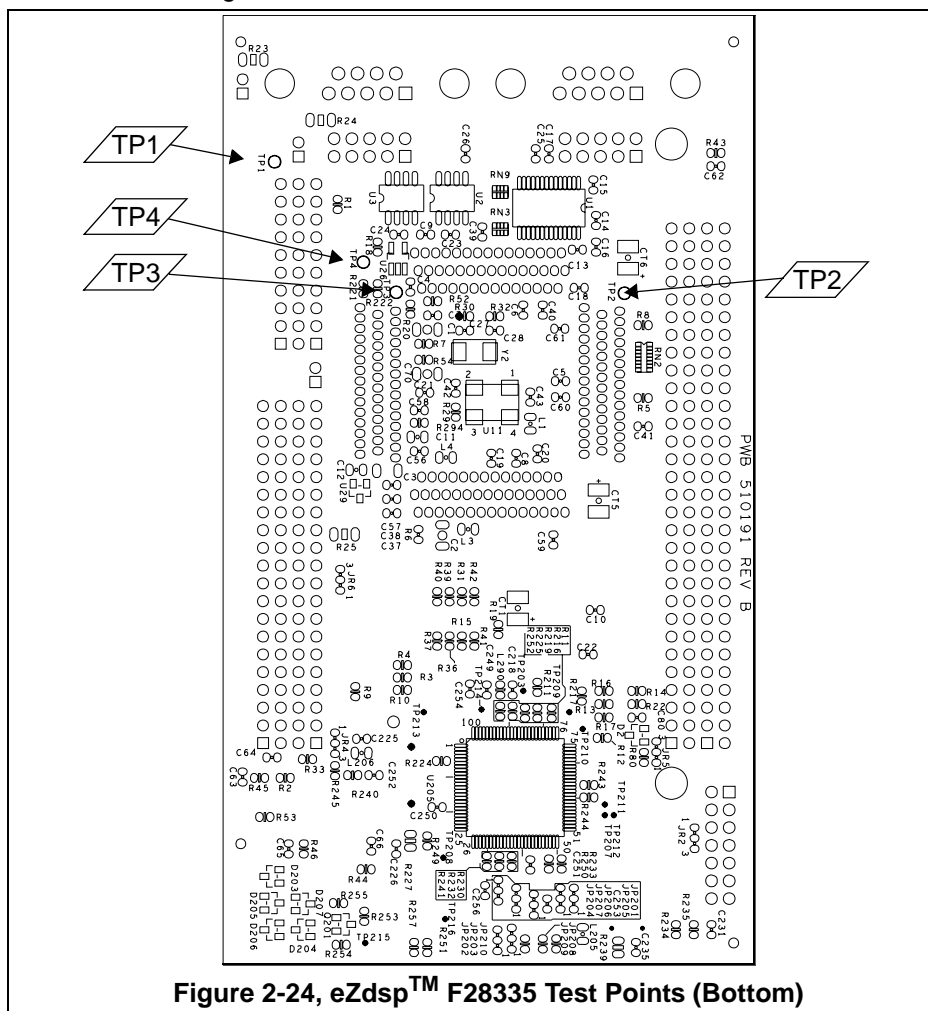
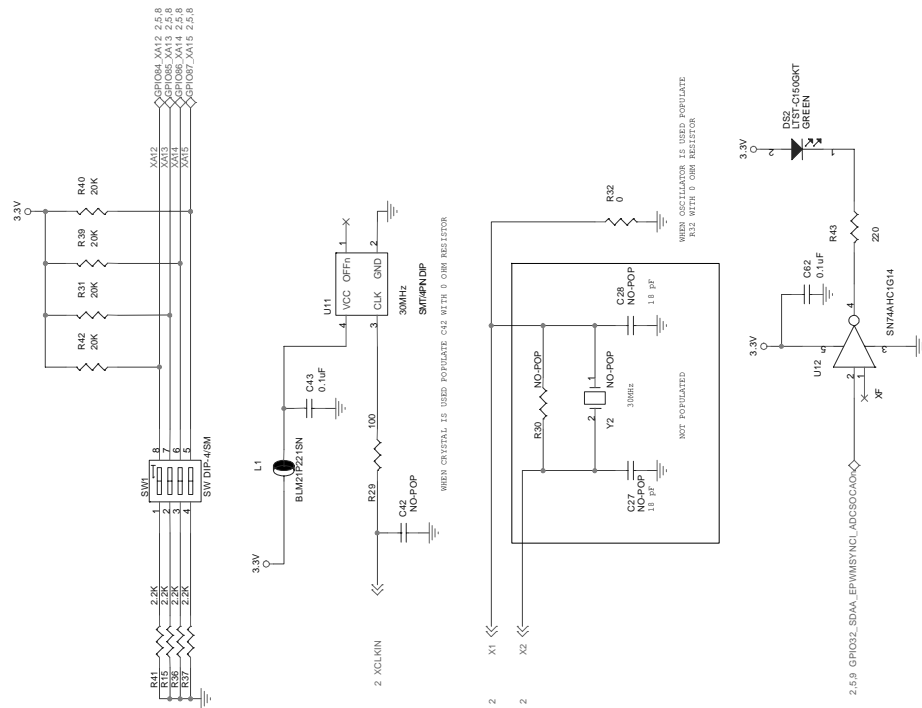


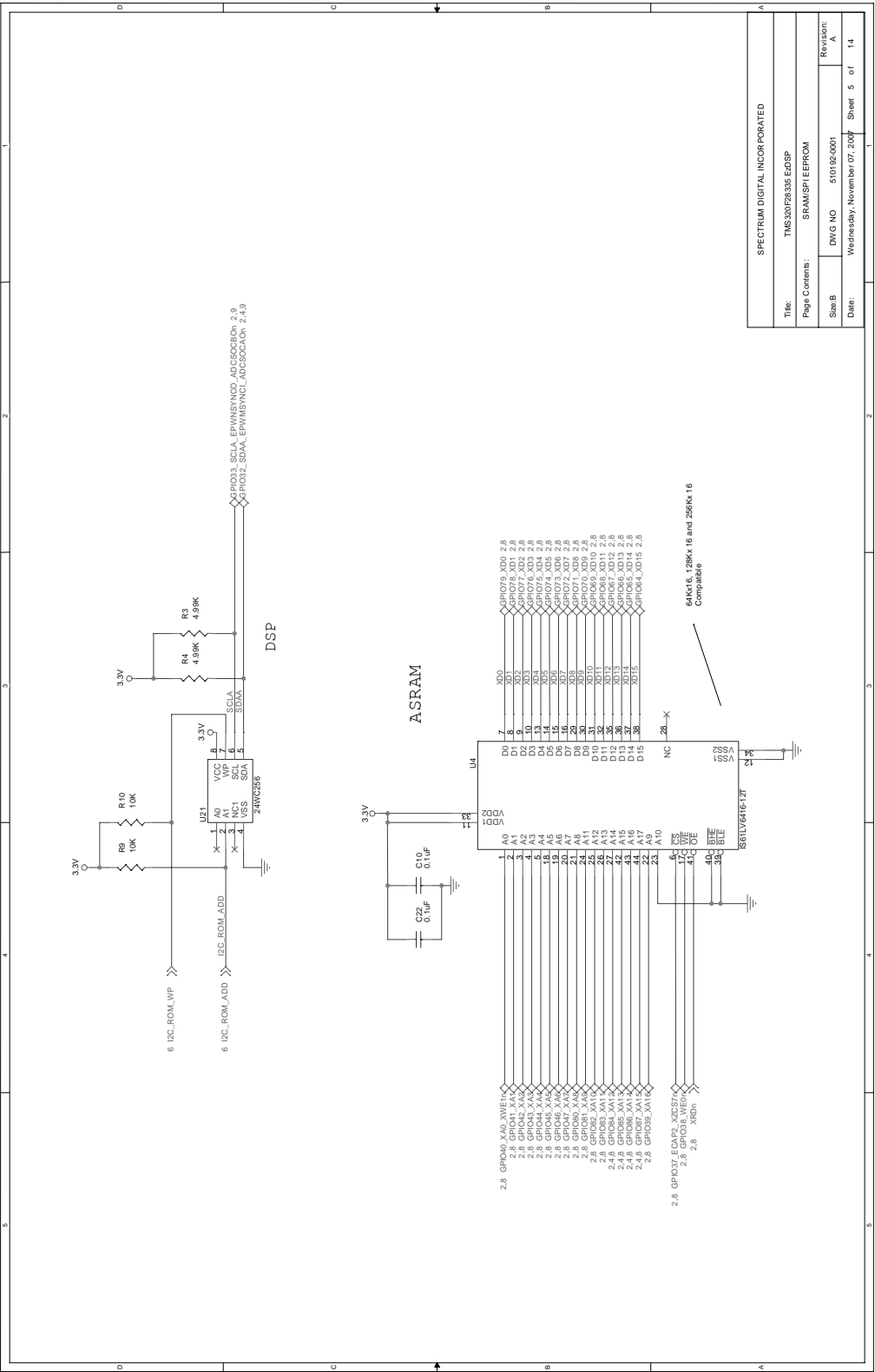
Figure 2-24, eZdsp™ F28335 Test Points (Bottom)

[illegible]

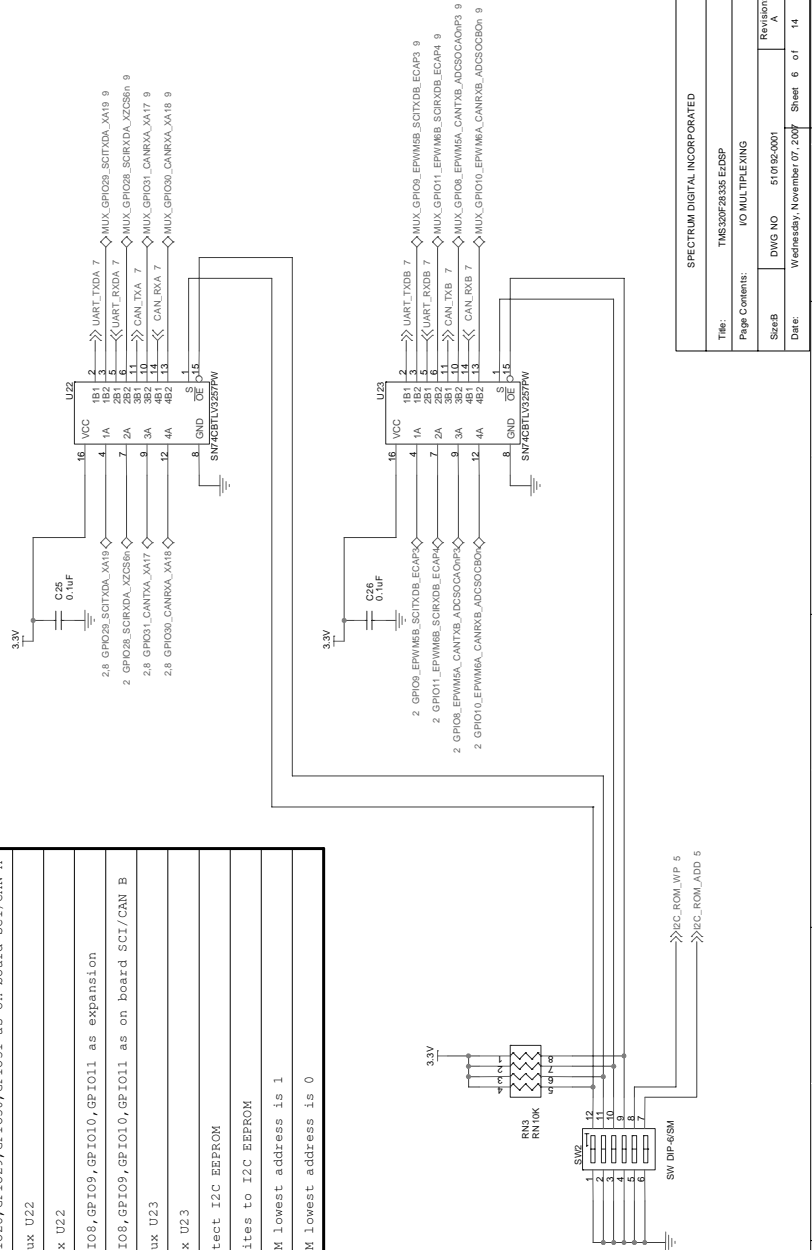


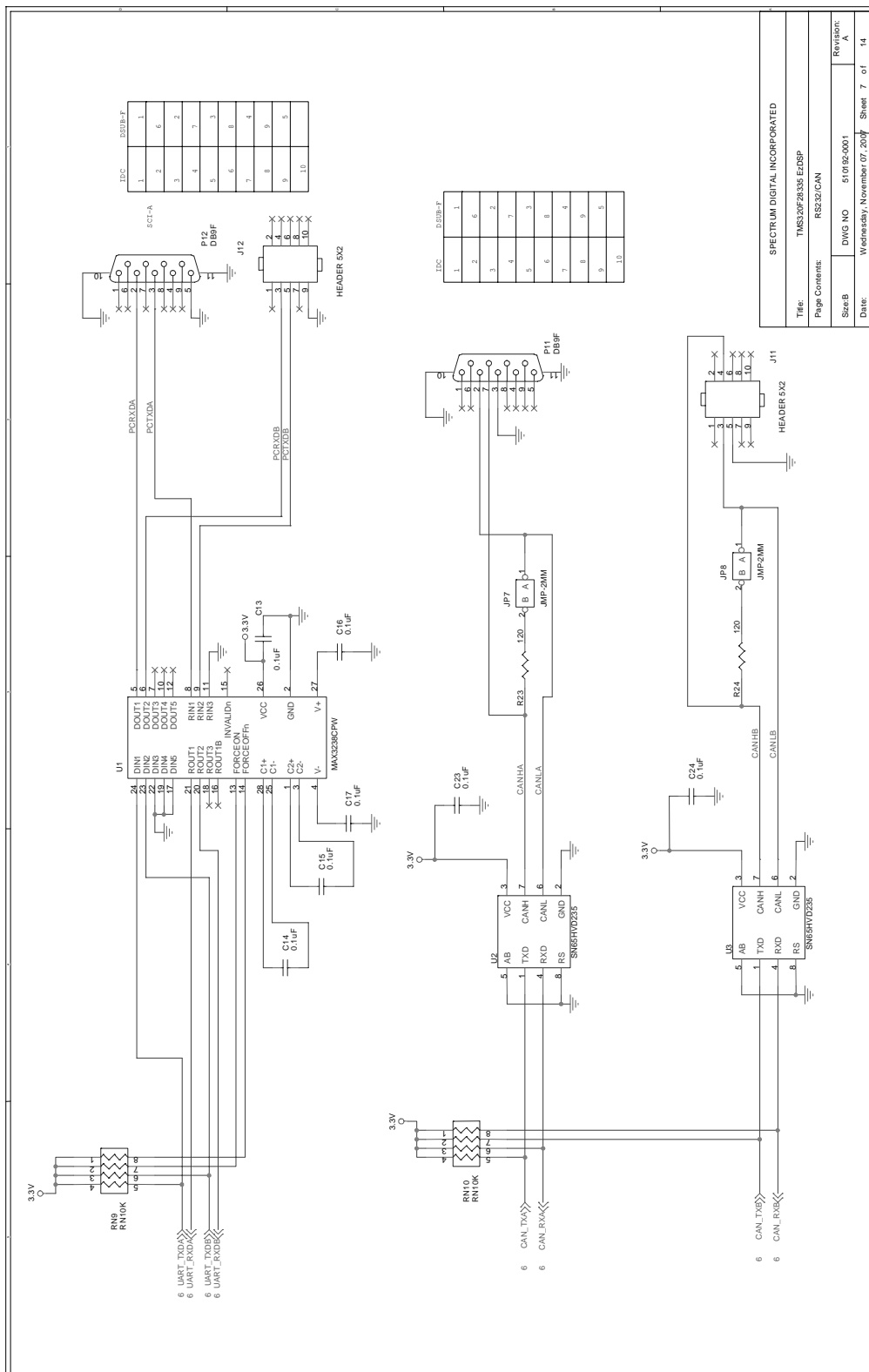
SPECTRUM DIGITAL INCORPORATED			
Title: TMS320F28335 E dSP			
Page Contents: Boot Switches/ OSC			
Size-B	DWG NO	510192-0001	Revision: A
Date:	Wednesday, November 07, 2007	Sheet 4	of 14





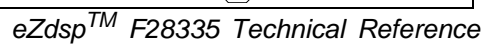
Switch	Position	Value	Function
SW2-1	OFF	1	Select GPIO28,GPIO29,GPIO30,GPIO31 as expansion
SW2-1	ON	0	Select GPIO28,GPIO29,GPIO30,GPIO31 as on board SCI/CAN A
SW2-2	OFF	1	Disable Mux U22
SW2-2	ON	0	Enable Mux U22
SW2-3	OFF	1	Select GPIO8,GPIO9,GPIO10,GPIO11 as expansion
SW2-3	ON	0	Select GPIO8,GPIO9,GPIO10,GPIO11 as on board SCI/CAN B
SW2-4	OFF	1	Disable Mux U23
SW2-4	ON	0	Enable Mux U23
SW2-5	OFF	1	Write Protect I2C EEPROM
SW2-5	ON	0	Enable Writes to I2C EEPROM
SW2-6	OFF	1	I2C EEPROM lowest address is 1
SW2-6	ON	0	I2C EEPROM lowest address is 0











**This drawing is not to scale**